

# 5G 波形候補

## アプリケーションノート

### 製品：

- | R&S®SMW200A
- | R&S®SMW-K114
- | R&S®FSW
- | R&S®FS-K196

エンハンスド・モバイルブロードバンド、大規模マシンタイプ・コミュニケーション、高信頼性、低遅延の通信が、第5世代のモバイル・ネットワーク(略：5G)に求められています。ワイヤレス業界において、5G実現に向けた議論が活発になっています。現在利用されている LTE および LTE-Advanced ネットワークの基礎となる波形やアクセス原理の解析を含む、多くの研究/開発が、世界中で行われています。

本アプリケーションノートでは、5G 波形候補について議論し、長所および短所、および LTE/LTE-Advanced で使用されている OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) と比較します。

### 注意：

最新のドキュメントにつきましては、当社ホームページをご覧ください。 <http://www.rohde-schwarz.com/appnote/1MA271>.

# 目次

<b>1</b>	<b>はじめに</b> .....	<b>4</b>
<b>2</b>	<b>定義</b> .....	<b>5</b>
<b>3</b>	<b>OFDM の何が問題か?</b> .....	<b>6</b>
3.1	なぜアクセス方式として OFDM が採用されているか .....	6
3.2	LTE/LTE-Advanced における OFDM の基本パラメータ .....	8
3.3	OFDM の一般的な制限 .....	10
3.3.1	サイクリックプレフィックスのオーバーヘッド .....	10
3.3.2	周波数およびタイミングオフセットに対する感度 .....	10
3.3.3	高いピーク対平均電力比 (PAPR) .....	11
3.3.4	スペクトル・リグロース .....	13
<b>4</b>	<b>5G 用 PHY/MAC デザイン</b> .....	<b>17</b>
4.1	5G におけるアプリケーション分野 .....	17
4.2	PHY/MAC 層の一般的な設計原理 .....	19
4.3	理想的な波形およびガボールの定理 .....	21
<b>5</b>	<b>5G の波形候補</b> .....	<b>22</b>
5.1	はじめに .....	22
5.2	<b>FBMC - Filter-Bank Multi-Carrier</b> .....	<b>23</b>
5.2.1	FBMC のメリットおよびデメリット .....	25
5.3	<b>UFMC - Universal Filter Multi-Carrier</b> .....	<b>26</b>
5.3.1	UFMC のメリットおよびデメリット .....	26
5.4	<b>GFDM - Generalized Frequency Division Multiplex</b> .....	<b>27</b>
5.4.1	GFDM のメリットおよびデメリット .....	28
5.5	<b>LTE と FBMC、GFDM および UFMC の比較</b> .....	<b>29</b>
5.5.1	ピーク対平均電力比 (PAPR) .....	29
5.5.2	スペクトル・リグロース: FBMC、UFMC、GFDM .....	32
5.5.3	5G 波形候補に対するパワーアンプの影響 .....	33
5.5.4	搬送波周波数オフセット (CFO) に対するロバスト性 .....	35
5.5.5	ノイズの影響 .....	37

---

5.6	f-OFDM - フィルタリング直交周波数分割多重.....	38
6	5G 波形候補の試験.....	39
6.1	5G 波形候補信号生成.....	39
6.1.1	一般的なセッティング.....	39
6.1.2	割り当てセッティング.....	41
6.2	5G 波形信号解析.....	43
7	5G PHY/MAC デザインの一般的な意味.....	47
7.1	マルチキャリアもしくはシングルキャリア？.....	47
7.1.1	低いピーク対平均電力比 (PAPR).....	47
7.1	2 ミリ波周波数における位相ノイズ.....	49
7.1.3	低遅延サポート要件.....	49
7.2	周波数分割複信 (FDD) または時分割複信 (TDD).....	50
7.3	必要な干渉キャンセル方法.....	50
8	まとめおよび結論.....	52
9	文献.....	53
10	オーダー情報.....	55

# 1 はじめに

2010 年から LTE/LTE-Advanced ネットワークが世界的に開始され、音声中心の携帯電話からスマートフォンおよびタブレットへの移行が増え続けています。それに伴い、モバイルブロードバンドのデータ消費量は、過去 5 年間で急激に増加しています。ネットワーク・オペレータは、アクセス方法の改善や新しいスペクトルの利用によりシステム全体の容量増加、そしてピークデータレートおよび平均データレートを増加させるための方法を検討する必要があります。

‘モノのインターネット (IoT)’ は、ネットワーク上に新たな需要を与えると同時に、そのネットワーク・アーキテクチャおよびデバイスをサポートしなければなりません。数千台ものデバイス(例えば、無線センサー)が、一度に少ないデータ通信を迅速に行なえるようにするためには、現在の技術を発展/進化させる必要があります。さらに、超低遅延が必要なアプリケーションや障害や災害に強い通信リンクは、将来に渡り大きな成長市場と考えられています。

モバイルゲーム、ロボットの遠隔操作、自動運転や医療などのアプリケーションをサポートする無線通信リンクを介したコントロールのサポートが、このカテゴリに分類されます。これらのアプリケーションでは、1 ms 以下のラウンドトリップタイム (RTT) が必要不可欠になります。そこで 3 つのトレンド(エンハンスド・モバイルブロードバンド、大規模マシンタイプ・コミュニケーション、高信頼性かつ低遅延通信)が、第 5 世代モバイル・コミュニケーション (略: 5G) でサポートされるべき要件としてあげられています。5G は、現在利用されている LTE および LTE-Advanced を基礎として、多くの物理層波形やアクセス方法の研究および開発が世界中で行われています。

本アプリケーションノートでは、5G の候補波形の利点と欠点、そして LTE/LTE-Advanced で使用されている直交周波数分割多重 (OFDM) との比較について述べます。2 章では、LTE 用に最適化された OFDM の解析、波形としての OFDM の一般的な課題について議論します。そして、物理層 (PHY) とメディアアクセス制御 (MAC) 層のための一般的な設計原則とガイドラインを示します。4 章では、5G の候補波形について述べ、5 章ではローデ・シュワルツが提供するソリューションを紹介します。PHY と MAC 設計のための一般的な関連事項について 6 章で議論します。7 章はまとめを記載します。

## 2 定義

本アプリケーションノートでは、

- ベクトル・シグナル・ジェネレータ R&S®SMW200A を SMW
- シグナル・スペクトラム・アナライザ R&S®FSW を FSW

記載します。

## 3 OFDM の何が問題か？

### 3.1 なぜアクセス方式として OFDM が採用されているか

直交周波数分割多重（OFDM）の何が潜在的な問題になるのかという質問に答える前に、最初にマルチキャリア伝送方式が選ばれる理由について説明しなければなりません。マルチキャリア伝送方式は、利用可能なチャネル帯域幅を、サブキャリアと呼ばれるいくつかの並列のサブチャネルに分割します。したがって、ユーザー間の多重化は、周波数領域および時間領域の両方で可能となります。理想的には、これらのサブキャリアの間隔  $\Delta f$  は、サブキャリア自身の帯域内で周波数選択性チャネルとならないように決定されます。そして、これらのサブキャリアは、それぞれの周波数においてフラットなゲインとなり、このことにより受信機側で容易に伝搬路の影響を補償することができるようになります。OFDM の場合、サブキャリアは、 $\Delta f = 1/T_{Symbol}$  で離間され、クロストークが最小になるように直交性をもたせます。

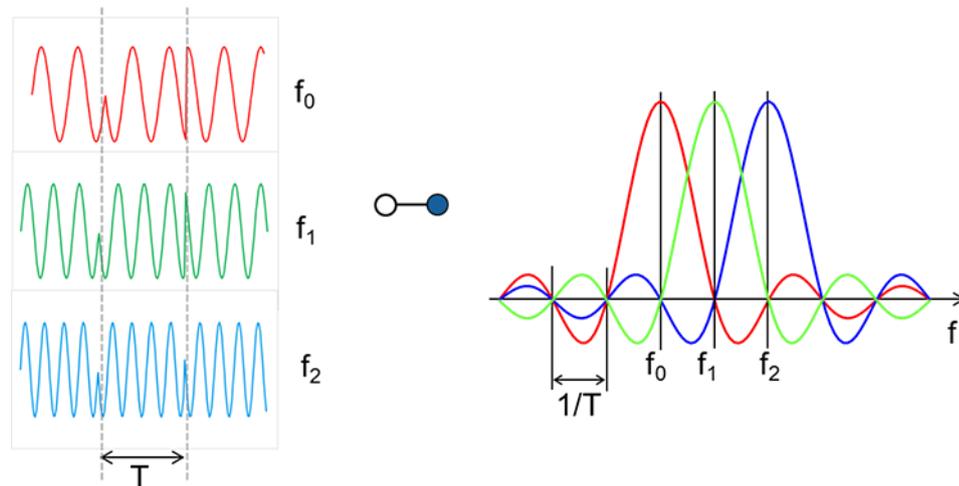


図 3-1：OFDM における直交性

図 3-2 は、OFDM 送信機の基本ブロック図を表しています。デジタルデータは、規格に応じて、QPSK、16QAM、64QAM、256QAM などの複素シンボルにマッピングされます。シリアル・パラレル変換は、データストリームを、異なるサブキャリア周波数  $f_0, f_1, f_2$  等に対応する  $N$  ストリームに変換します。中央キャリア（DC）はゼロに設定されます。逆高速フーリエ変換（IFFT）によって、周波数から時間領域に変換することができます。このとき周波数領域の両エッジにおいて、使用されていないゼロ・サブキャリアを追加します。無線チャネル上でのマルチパス伝播によって引き起こされる符号間干渉（ISI）に対するロバスト性を高めるために、サイクリックプレフィックス（CP）を追加し、これによりシンボル長がさらに長くなります。CP は、時間領域におけるシンボル末尾の複数サンプルをシンボル先頭にコピーして配置したものです。

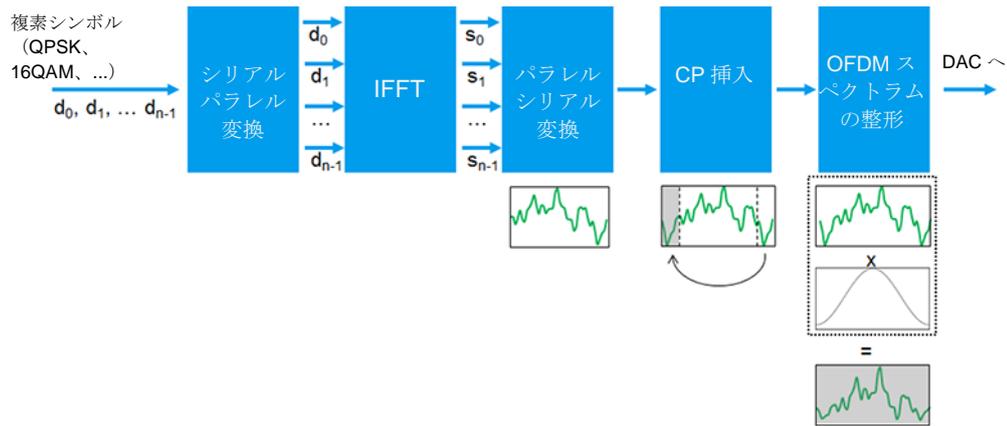


図 3-2 : OFDM 送信機

LTE ダウンリンクおよびアップリンクに使用されている、OFDMA および SC-FDMA などの、OFDM ベースのアクセス方式の利点を以下に示します。

#### I スペクトル効率

スペクトル効率とは、利用可能なスペクトラムを、できるだけ効率的に利用することを意味しています。OFDM は、マルチキャリア伝送の中でも、特別なケースです。スペクトラムを単純にガードバンドを導入して分割するかわりにキャリアが直交しかつオーバーラップするようにスペクトラムを分割したものです。これらのキャリアはオーバーラップしていますが、 $\sin(x)/x$  関数に基づくパルスシェーピングの性質のために直交し[図 3-1 参照]、スペクトラムを非常に効率的に活用します。

#### I マルチパス伝播に対するロバスト性と複雑ではない受信器

データレートを低下させることなくシンボル長を長く取ることができ、さらにサイクリックプレフィックス導入することで、無線チャネルのマルチパス伝搬による潜在的なシンボル間干渉 (ISI) を低減し、かつ非常に複雑であった受信機側でのイコライザを 1 タップ・イコライザで構成することを可能にします。

#### I 複数のユーザースケジューリングの利点。

個々のユーザーに 1 つまたは複数のリソースブロック<sup>1</sup> (RB) を割り当てることにより、周波数領域における複数のユーザーの分離のみならず、1 ミリ秒の固定された送信時間間隔 (TTI) に基づいて、時間領域のリソースのスケジューリングも可能にする直交周波数分割多重アクセス (OFDMA) 方式を用います。アップリンク (SC-FDMA) の場合、受信側で、個々のユーザーの適切な同期を確保することが重要です。例として、LTE はタイミングアドバンス (TA) のコンセプトを用いています。

OFDM および OFDMA および SC-FDMA のより詳細な概論につきましては、[1]を参照してください。

<sup>1</sup> LTE の送信帯域幅は、リソースブロック (RB) として編成されています。1 RB は 12 個のサブキャリアに当たり、180kHz の帯域幅に対応しています。20 MHz チャネル帯域幅は 100RB に対応しています。

## 3.2 LTE/LTE-Advanced における OFDM の基本パラメータ

[2]によれば、OFDM ベースのセルラシステムの主な設計基準は、予想される最大遅延スプレッド、最大ドップラー周波数およびターゲットセルのサイズとなっています。遅延スプレッドおよびドップラー周波数によって表される伝搬特性およびモビリティの側面は、サイクリックプレフィックス長およびサブキャリア間隔の決定に影響します。以下の主な設計基準を示します：

$$T_{CP} \geq T_d \quad \text{符号間干渉 (ISI) を防止するため} \quad (1)$$

$$\frac{f_{dmax}}{\Delta f} \ll 1 \quad \text{ドップラー効果によるキャリア間干渉 (ICI) を低く抑えるため} \quad (2)$$

$$T_{CP} \Delta f \ll 1 \quad \text{スペクトル効率のため} \quad (3)$$

### サブキャリア間隔および OFDM シンボル間隔

LTE/LTE-Advanced の場合、サブキャリア間隔  $\Delta = 7.5 \text{ kHz}$  および  $\Delta = 15 \text{ kHz}$  が定義されます。しかしながら今までのところ、世界中の LTE の運用では、 $\Delta = 15 \text{ kHz}$  のサブキャリア間隔のみが使用されていました。サブキャリア間隔は、シンボル長に反比例するので、シンボル長は  $T_{Symbol} = 66.7 \mu\text{s}$  で与えられます。LTE ダウンリンクとアップリンクでは、同じサブキャリア間隔およびシンボル長が適用されます。

### サンプリング周波数

最大サポート帯域幅 20 MHz を 2048 のサイズの (逆) 高速フーリエ変換 FFT (IFFT) により、周波数ドメインから時間ドメインへ、またはその逆へ、直交サブキャリアを変換します。サブキャリア間隔が 15 kHz の場合、サンプリング周波数  $f_{Sampling} = 30.72 \text{ MHz}^2$  となり、サンプリング時間  $T_{Sampling} = 32.55 \text{ ns}$  に対応します。LTE のサンプリング周波数は、WCDMA チップレート (3.48 Mcps) の 8 倍、CDMA<sup>®</sup>2000 1xRTT のチップレートの 25 倍です。共用のクロック回路によるクロック生成を容易にすることによって、マルチモード端末の設計を単純化できます。さらに 2 のべき乗 FFT (IFFT) サイズとなることを前提に、15 kHz のサブキャリア間隔が選ばれました。

### サブフレーム持続時間、OFDM シンボルの数

UMTS/WCDMA への互換性のために、LTE における無線フレーム長は、10ms で規定されています。無線フレームは、10 個のサブフレームで構成されているので、それぞれ 1 ミリ秒の長さを持ちます。1 つのサブフレームは、定義された送信時間間隔 (TTI) に対応しています。サンプリング周波数が 30.72 MHz の場合、1 サブフレームには 30720 のサンプルが含まれています。サブフレームは、さらに 2 つのタイムスロット、それぞれ 0.5 ミリ秒または 15360 のサンプルに細分されます。OFDM シンボルは、2048 のサン

<sup>2</sup>  $f_{\text{sampling}} = 15 \text{ kHz} * 2048 = 30.72 \text{ MHz}$

ルによって表され、7のOFDMシンボルが1つのタイムスロットに配置されるので、1024のサンプルが残ります<sup>3</sup>。

#### サイクリックプレフィックス

これらの1024のサンプルは、7のOFDMシンボルに対して、サイクリックプレフィックス（CP）として使用されます。タイムスロット内の最初のOFDMシンボルは、160のサンプルをサイクリックプレフィックスとして使用し、残りの6のOFDMシンボルのそれぞれは、そのサイクリックプレフィックス用に144のサンプルを使用するということが決定されています。32.55nsのサンプリング時間を適用すると、CPの持続時間は、それぞれ約5.2μsおよび約4.7μsとなります。これは、「ノーマルサイクリックプレフィックス」と呼ばれます。「拡張サイクリックプレフィックス」も同様に定義され、その場合は使用可能なOFDMシンボル数が6に削減されます（サブキャリア間隔が7.5kHzの場合3OFDMシンボル）。これらの2つのケースでは、CPはそれぞれ、512のサンプル（15kHzでは16.7μs）および1024のサンプル（33.3μs）です。

予想される最大遅延スプレッドは、マルチパス伝播に依存しているために、農村部、都市部および郊外部または市街地で大きく変動します。[3]においては、991nsの最大r.m.s遅延スプレッドが定義されています。しかしながら、チャンネルの計測値は、市街地での最大遅延スプレッドが3.7μsになる可能性があることを示唆しています。

LTE/LTE-Advancedのノーマルサイクリックプレフィックスは、(1)で要求されるISIを防止するのに適しています。

#### ドップラー周波数、遅延スプレッド

LTEはさまざまな周波数帯で運用されており、現在では、700MHzから2.7および3.5GHzまでの範囲で使用されています<sup>4</sup>。しかしながら、初期標準化プロセスにおいて、関連する全てのシミュレーション結果でキャリア周波数 $f_c = 2\text{GHz}$ が使用されました。最大ドップラー周波数は、システムがサポートするキャリア周波数および速度に影響を受けます。LTEは「高速列車」（HST）のシナリオをサポートし、それ故に、最大300km/hの速度をサポートすることを想定しています。ドップラー周波数は、 $f_{dmax} = f_c \frac{v}{c}$ （ $c$ は光速、 $f_{dmax} \approx 555\text{Hz}$ ）として定義されます。

15kHzのサブキャリア周波数間隔では、前述の設計基準(2)が満たされるために、移動に起因するICIについては、無視することができます。

[2]に示すように、サイクリックプレフィックス（時間）とサブキャリア間隔（周波数）の積が、スペクトル効率を決定しています。周波数利用効率を高く保つために、前述の積は、1よりもはるかに小さくなければなりません。15kHzのサブキャリア間隔および4.7μsの通常のサイクリックプレフィックスの積は小さく、この基準が満たされていることがわかります。

<sup>3</sup> 15360 サンプル - 7\*2048 = 1024

<sup>4</sup> 2016年5月

### 3.3 OFDM の一般的な制限

セクション 3.2 に記載されている,すべてのシステム設計要件を満たしていても、OFDM には、第 1 章で紹介したすべてのアプリケーションシナリオに適した変調方式の波形にするためには一定の制約があります。互換性の理由により、LTE および LTE-Advanced は今後も継続される予定です。OFDM の弱い側面を補完する代替波形の定義によって、新しいサービスをより良く導入できるかどうかということが考えられ、次の節では、これらの制約について、検討していきます。

#### 3.3.1 サイクリックプレフィックスのオーバーヘッド

CP は、シンボル最後尾から特定の時間分だけ切り取ったコピーを先頭に挿入することで配置されます [図 3-2 参照]。このオーバーヘッドは、サイクリックプレフィックスのシンボル継続時間および持続時間の関数  $\beta_{overhead} = \frac{T_{CP}}{T_{CP}+T_{Symbol}}$  [2] として表すことができます。

表 3-1 に、LTE/LTE-Advanced において定義された、サブキャリア間隔のオーバーヘッドを示します。予想された通り、CP が長くなればなるほどオーバーヘッドは増えます。今日では、世界中のすべての商用 LTE ネットワークは、ノーマルサイクリックプレフィックスのみを使用して、15 kHz のサブキャリア間隔を使用していることにご注意ください。

LTE/LTE-Advanced のサイクリックプレフィックスオーバーヘッド		
ノーマルサイクリックプレフィックス	$\beta_{overhead}$	
サブキャリア間隔 $\Delta f = 15$ kHz, 7 OFDM シンボル, CP = 4.7, 5.2 $\mu$ s	6.6%まで	7.2%まで
エクステンドサイクリックプレフィックス	$\beta_{overhead}$	
サブキャリア間隔 $\Delta f = 15$ kHz, 6 OFDM シンボル, CP = 16.7 $\mu$ s	20%まで	
サブキャリア間隔 $\Delta f = 7.5$ kHz, 3 OFDM シンボル, CP = 33.3 $\mu$ s	33.3%まで	

表 3-1 : LTE/LTE-Advanced におけるサイクリックプレフィックスオーバーヘッド

#### 3.3.2 周波数およびタイミングオフセットに対する感度

OFDM における直交性は、送信機および受信機が、全く同じ基準周波数を使用しているという仮定に基づいています。周波数オフセットに関して、直交性は失われ、キャリア間干渉 (ICI) として知られるサブキャリアのリークを引き起こします。通常、周波数誤差は、電圧変動および温度変化の関数である、局部発振器のドリフトによって生じます。この誤差に加えて、位相ノイズもミリ波帯における OFDM の泣き所になります。しかしながら、位相ノイズの真の影響は、信号を生成する設計アプローチに左右されません。

### 3.3.3 高いピーク対平均電力比 (PAPR)

OFDMに関するもう1つの課題は、高いピーク対平均電力比 (PAPR)、つまりクレストファクタです。シングルキャリア伝送技術と比較して、高い PAPR は、多くの個々のサブキャリアの総和から生じます。各瞬間において、これらのサブキャリアは、一般的に、互いに異なる位相を有しています。しかしながら、時としてそれらは、出力を「ピーク」に導く同じ値を、同時に持つことがあります。キャリア当たり最大 20 MHz の帯域幅をサポートする、LTE のような OFDM システムにおけるサブキャリアの数は非常に多いため、ピーク値は、平均値に比べて非常に高くなる可能性があります。図 3-3 において示すように、これはあまり頻繁には起こりませんが、影響をあたえるものです。



図 3-3 : 20 MHz LTE ダウンリンク信号 (E-TM 1.1) の CCDF 測定; クレストファクタ= 11.65 dB

#### 3.3.3.1 シングルキャリア周波数分割多元接続 (SC-FDMA)

前述の OFDM における高い PAPR が、端末からの送信では特に問題となり、LTE アプリックではシングルキャリア周波数分割多重、いわゆる SC-FDMA と呼ばれるアクセス技術が導入されることになりました。この方式の目的は、OFDM などのマルチキャリア伝送原理の利点と、シングルキャリア伝送技術の利点を組み合わせることにあります。WCDMA のようなシングルキャリア伝送は、設計によっては、4 dB またはそれ以下の PAPR となります。これにより、バッテリー動作するハンドセット用の、非常に効率的なパワーアンプの設計が可能になります。SC-FDMA は、OFDM の高い PAPR を低くするよう動作します。これは、サブキャリアキャリアマッピングの前の別の数学的演算である、N 点離散フーリエ変換 (DFT) を行います。図 3-4 は、SC-FDMA 送信機の、基本ブロック図を表しています。

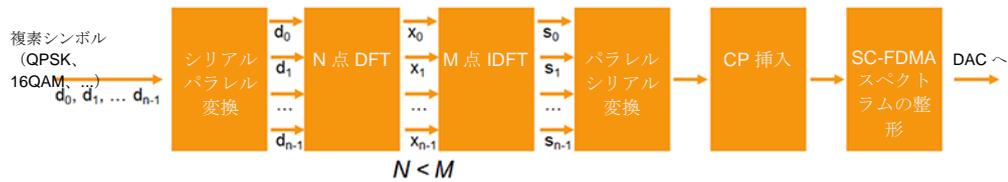


図 3-4 : SC-FDMA 送信機

このようにして、周波数領域に変換するために変調シンボルに対して、 $N$  点 DFT が適用されます。次に、 $M$  点 IDFT が OFDM のように実行されます。ここで  $N < M$  であり、パラレル - シリアル変換および CP の挿入が行われます。この方法は、最初に DFT がサブキャリア上に変調されたシンボルを配置するために、すべてのサブキャリアが各変調シンボルの一部を搬送するので、DFT 拡散 OFDM と理解されます。その間、PAPR は低下しますが、使用される変調方式（すなわち、QPSK、16QAM、64QAM<sup>5</sup>）および信号処理の最後に適用されるフィルタリングによって異なります。図 3-5 は、3 つの異なる変調方式が適用された、フルリソースブロックを割り当てた 20 MHz LTE アップリンク信号の CCDF 計測を示しています。見てお分かりいただけるように、16QAM および 64QAM の場合よりも、QPSK の PAPR が低くなっています。



図 3-5 : QPSK (黄色; 5.15 dB 波高率)、16QAM (青色; 5.60 dB) および 64QAM (緑色; 6.03 dB) 変調を使用して割り当てられた 100RB、20 MHz LTE アップリンク信号に対する CCDF 計測<sup>6</sup>; 赤い曲線: 正規分布

<sup>5</sup> 64QAM は、LTE アップリンクのためのオプションの変調方式です。

<sup>6</sup> これらの計測は、一般的なパワーアンプを用いて、1.95 GHz のキャリア周波数で実施しました。このアンプは、20 MHz の帯域幅 および 50 MHz から 4 GHz の周波数レンジをサポートしています。標準的な入力パワーは 0 dBm、最大出力は +22 dBm で、1 GHz 搬送波周波数での標準ゲインは 20 dB でした。

図に描かれているように、クレストファクタは LTE ダウンリンク信号(図 3-3)と比較して明らかに低くなっていることがわかります。しかし、WCDMA (標準的なクレストファクタ 4 dB まで) で使用されているようなシングルキャリア伝送方式の場合ほど低いものではありません。

### 3.3.4 スペクトル・リグロース

図 3-1 の  $\text{sinc}/x$  関数のスペクトラムは、ピークのスペクトル成分の他にも、理論上では無限の帯域幅となり、一部の帯域外エミッションとなるサイドローブを発生します。さらに、連続する OFDM シンボルは互いに独立しており、それらの間の時間領域には、不連続性が存在しています。このように、OFDM は、デジタルフィルタリング後のシングルキャリア変調信号とは異なっています。この不連続性は、周波数領域における、スペクトルスパイクと解釈されます。図 3-6 は、スペクトルスパイクがはっきりと見える、20 MHz の帯域幅を有する、LTE ダウンリンク信号のパワースペクトラムを表しています。

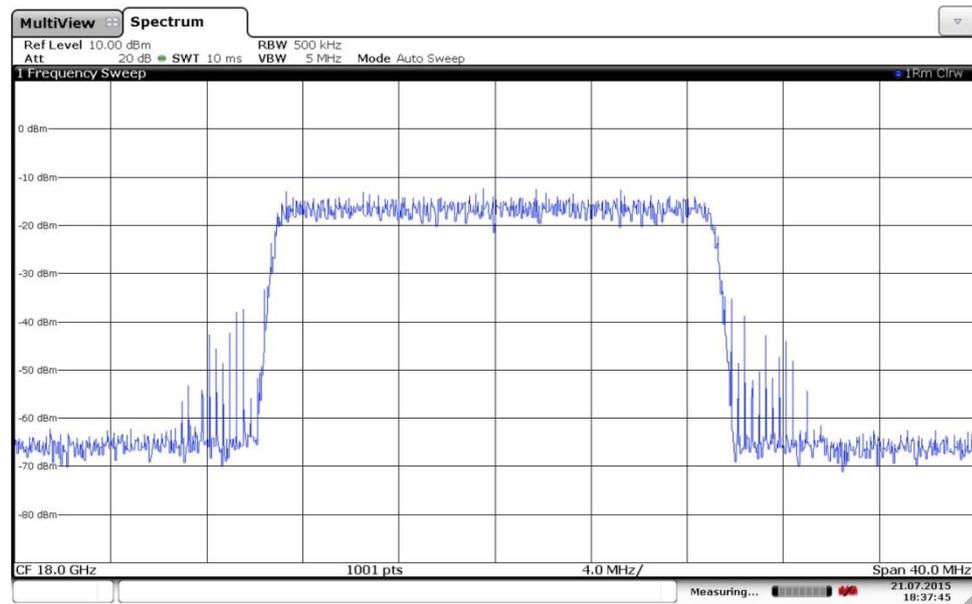


図 3-6 : スペクトルスパイクを表している、20 MHz LTE ダウンリンク信号のパワースペクトラム

この標準的な特性は、あるシンボルから別のシンボルへの遷移を平滑化する、タイム・ドメイン・ウィンドウを適用することによって改善することができます。図 3-7 は、5  $\mu$ s のタイム・ドメイン・ウィンドウを適用しながらのスペクトル改善を表しています。



図 3-7：時間領域ウィンドウイング（青色の曲線）を適用しながら、20 MHz の LTE ダウンリンク信号（黄色の曲線）へのスペクトル改善

しかしながら、この技術を適用すると、信号品質に影響を与え、より高いエラーベクトルマグニチュード（EVM）<sup>7</sup>をもたらし、また連続したシンボルの間にオーバーラップ区間の信号を挿入するため、コストがかかってしまいます。遷移時間は、2つのシンボル間のオーバーラップの持続時間をあらわします。30.72 MHz（20 MHz LTE 信号）のサンプリングレートの場合、1  $\mu$ s の遷移時間は、30 サンプルオーバーラップとなります。

図 3-8 は、Rohde&Schwarz FSW シグナル・スペクトラム・アナライザを使用した、3GPP によって定義された方法論による、エラーベクトルマグニチュード（EVM）計測値を表しています。タイム・ドメイン・ウィンドウは、規格によって規定されていないために、アクティブではありません。図 3-9 は、全く同じ信号を表していますが、タイム・ドメイン・ウィンドウがアクティブおよび遷移時間は 5  $\mu$ s です。パワースペクトラムは明らかに改善されましたが、EVM はほぼ 12 dB 低下しました。

<sup>7</sup> EVM（エラーベクトルマグニチュード）は、デジタル変調信号の信号品質を計測する一般的な性能指数です。



図 3-8 : 20 MHz の LTE ダウンリンク信号 (E-TM1.1) 上の信号品質計測値 (すなわち、エラーベクトルマグニチュード、EVM)

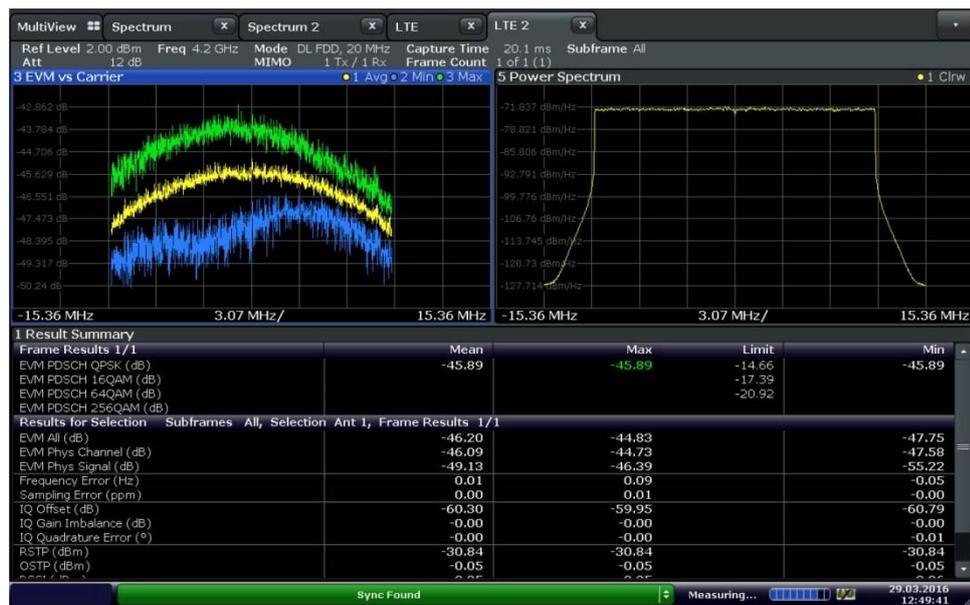
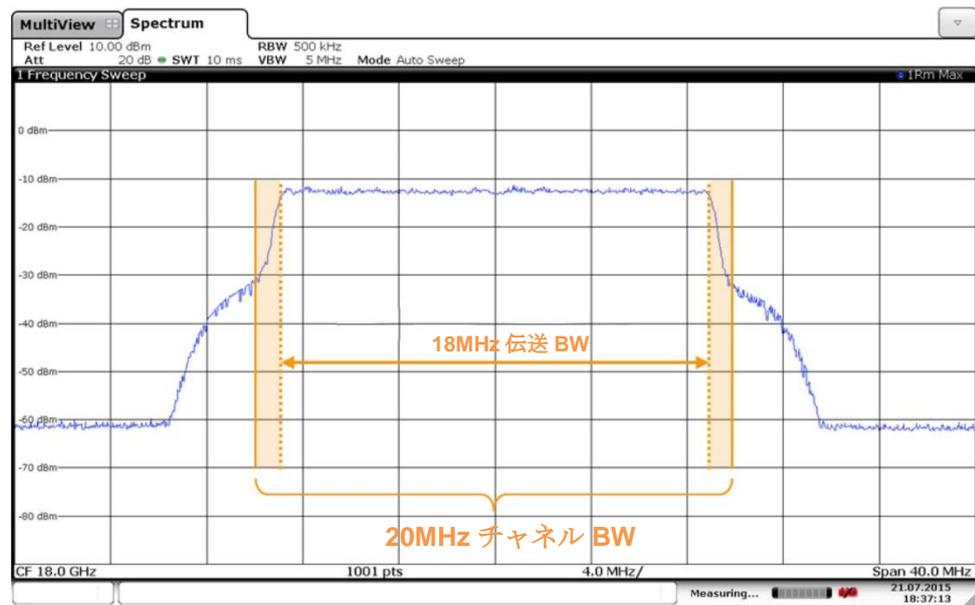


図 3-9 : 時間領域ウィンドウングが適用される間の、20 MHz の LTE ダウンリンク信号 (E-TM1.1) 上の信号品質計測値 (すなわち、エラーベクトルマグニチュード、EVM)

この信号特性に関し、LTE ダウンリンクおよびアップリンクのための、OFDM 信号整形の正確な手順は 3GPP によって標準化されておらず、したがって、その実装はベンダー固有となっています。設計目標は、標準化された帯域内性能 (信号品質、すなわち EVM、信号平坦性、帯域内放射など) および帯域外放射要件 (ACLR、SEM、スプリアス放射など) を満たすことにあります。スペクトル整形なしということは、すなわち、SEM は規制を満たさなくなります。サポートされる帯域幅ごとに必要なフィルタリングを可能にするために、ガードバンドが定義され、利用可能な送信帯域幅が縮小されます。20 MHz の LTE 信号の場合、1 MHz のガードバンドが左右に適用され、実際の伝送帯域幅は 18 MHz になります[図 3-10 参照]。



Date: 21.JUL.2015 18:37:12

図 3-10 : 「Max hold」 検波器を用いた 20 MHz LTE ダウンリンク信号のパワースペクトラム

OFDM ベースの信号に対するこれらのスペクトル特性の改善は、5G テクノロジーにとって有益と見られており、利用可能な無線スペクトルの利用率の改善につながると考えられます。

## 4 5G 用 PHY/MAC デザイン

### 4.1 5G におけるアプリケーション分野

第5世代(5G)無線通信によってサポートされるアプリケーションは、3つの主要なカテゴリに分類することができます。これらのカテゴリは、エンハンスドモバイルブロードバンド (eMBB)、大規模マシンタイプ通信 (mMTC) および超信頼性および低遅延信となります。ITU<sup>8</sup>の論文「IMT<sup>9</sup> Vision - Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond」[5]から引用した図は、これらの3つのカテゴリを表しており、各カテゴリのアプリケーションの例をリストしています。

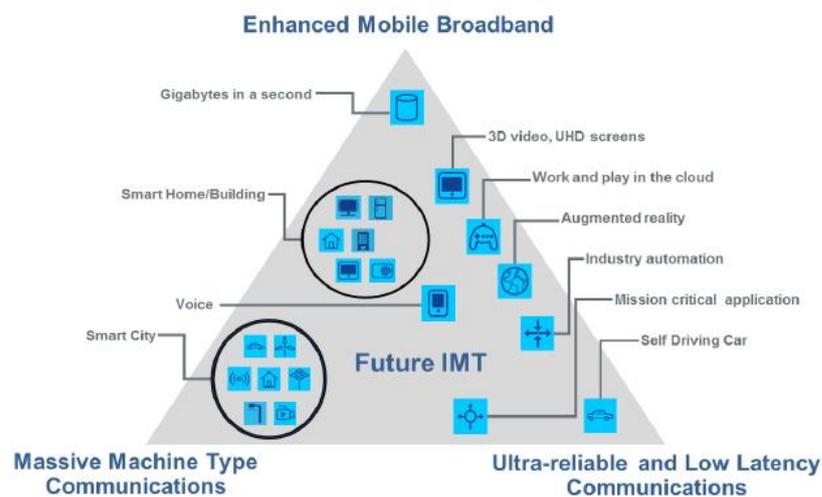


図 4-1 : 5G 用アプリケーションカテゴリ [5]

これらの異なるカテゴリは、ワイヤレステクノロジーのキーパフォーマンスインジケータに対する、異なる要件を示唆しています。図 4-2 において、これらの要件およびそれぞれのアプリケーションカテゴリの重要性および優先度を表しています。

<sup>8</sup> ITU - 国際電気通信連合

<sup>9</sup> IMT - 国際モバイル電話通信、モバイル技術の将来の世代のために、要件 および シナリオを特定するプログラム

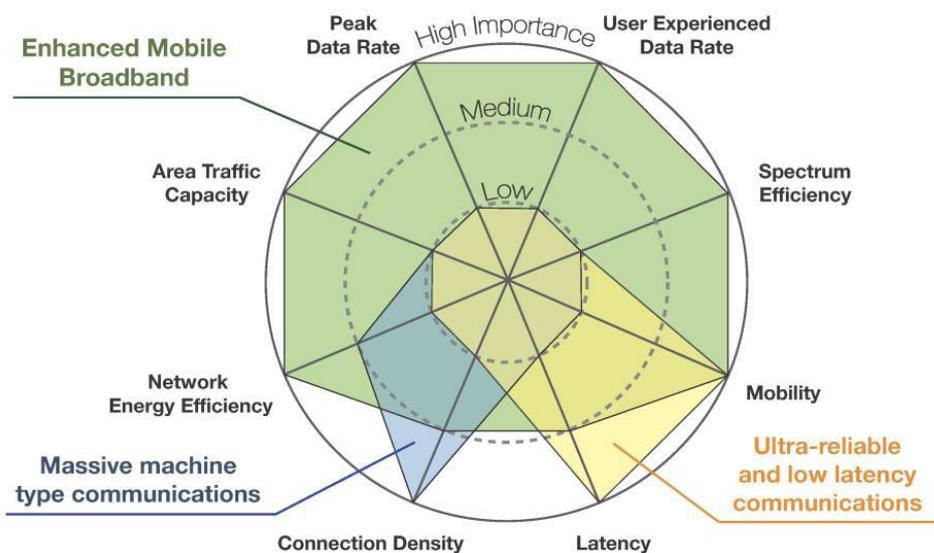


図 4-2 : 主要な 5G アプリケーション分野のキーパフォーマンスインジケータの重要性 [5]

重要な要点として、一般的なキーパフォーマンスインジケータ（KPI）の観点から、5G は既存の 4G を上回らなければなりません。5G テクノロジーは、約 100 Mbps の平均データレートで、最大 20Gbps のピークデータレートを提供しなければなりません。レイテンシは 1 ミリ秒と低くし、モビリティは 500 km/h までとします。図 4-3 は、一般的な概要を表しています。

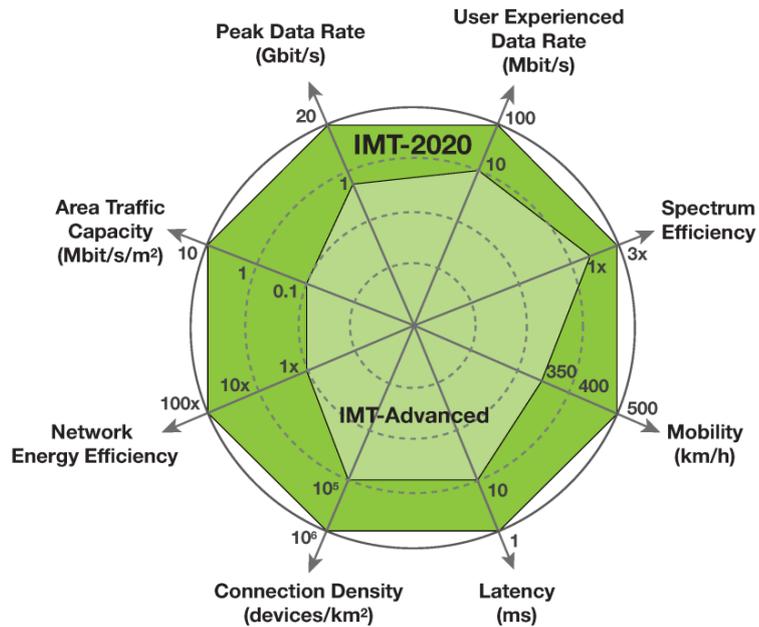


図 4-3 : 4G (IMT-Advanced) および 5G (IMT-2020) とのキーパフォーマンスインジケータ (KPI) の比較[5]

KPI に関する異なるアプリケーション分野および要件は、5G の潜在的な物理層 (PHY) およびメディアアクセス制御 (MAC) 層の設計に大きな制約をあたえます。以下では、特定の 5G PHY/MAC 設計ツールキットについて述べる前に、まず OFDM ベースの波形を使用して説明した、LTE の制約を克服するための「波形」の一般的なガイドラインを示します。

## 4.2 PHY/MAC 層の一般的な設計原理

下図は、あらゆる無線通信テクノロジーの物理 (PHY) 層およびメディアアクセス制御 (MAC) 層の設計を決定する、一般的な要素を[青色で]表しています。ただし、各要素の 5G の具体例は、項目の下に記されています。これらはテクノロジーの全体像をつかむためであり、本アプリケーションノートでは、その中の 5G 波形候補を技術フレームワーク全体の中の 1 つのブロックとしてあげて、説明しています。

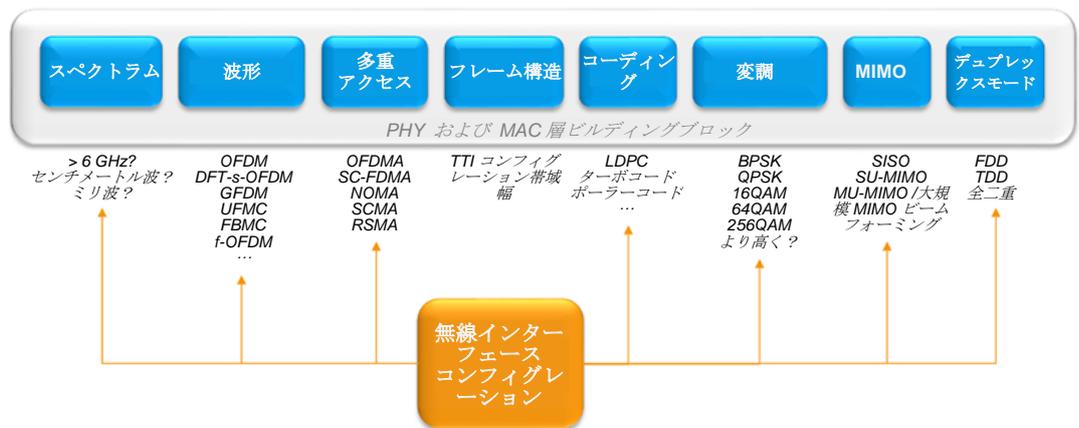


図 4-4 : 5G PHY および MAC 層ビルディングブロック

各要素を詳しく見てみましょう :

## スペクトラム

拡張モバイルブロードバンド (eMBB)において、センチ波と呼ばれる 30 GHz までの周波数の利用が検討されています。さらに、100 GHz までのミリ波 (mm-Waves) 周波数についても、適用可能であると考えられています。2015 年の世界無線通信会議 (WRC-15) では、ITU によって 24.25 から 86 GHz の間の周波数について調査することが決定されています。周波数を上げる理由は、450 MHz から 6 GHz の間の周波数を使用する今日の無線通信の周波数範囲と比較して、より広帯域の信号を利用できる点にあります。一方で 6 GHz 以下の周波数においても利用可能な、マルチユーザ MIMO (MU-MIMO)を実現するためにアンテナアレイを用いた Massive MIMO の利用も現在 5G として議論されています。センチ波/ミリ波の利用は 5G の一面でしかありません。

## 波形および多重アクセス

3GPP または IEEE などの標準化団体は、シングルキャリアまたはマルチキャリアシステムが、それらの周波数において、ふさわしいかどうかを判断しなければなりません。したがって、候補とされている周波数およびアプリケーションで、現在、複数のアクセス方式が検討されています。詳細につきましては、セクション 5 以降を参照してください。

## フレーム構造

フレーム構造は、ラウンドトリップ時間 (RTT) 、すなわちレイテンシに大きく影響します。それはまた、LTE などの他のレガシーテクノロジーとの互換性についても関係しています。LTE では、無線フレーム持続期間が、3G/WCDMA の場合と互換性をもつように設計されているため、両方の技術間のハンドオーバーを簡単にしています。

## コーディング

非常に低いエラーの発生確率および最高のスペクトル効率が、5G 通信システムで使用されるチャンネルコーディングの設計目標となっています。5G のさまざまなアプリケーションシナリオをサポートするために、どのコード (例えば、LDPC、ターボ符号または Polar 符号) が最も適しているかという問いに答えなければなりません。

## 変調

変調方式は、達成可能な最大データレートに影響を与えますが、高次変調方式 (すなわち、64QAM 以上) は、ロバストな変調方式 (すなわち、BPSK または QPSK) よりもはるかに高い SN 比を必要とし、そして受信機的设计およびアーキテクチャに影響を与えます。LTE において、小規模セルのシナリオでは、現在 256QAM をサポートしています。5G では、センチ波およびミリ波帯のみを考慮した場合、ロバストな変調方式が見込まれます。最大 20 Gbps のデータレートは、周波数帯域に応じて、最大 2 GHz までの広帯域幅の利用が検討されています。

## MIMO/ビームフォーミング

センチ波およびミリ波帯では、従来の LTE 帯域と比較し波長が短くなることから、より小さいアンテナのサイズが可能になります。5G では、基地局とデバイス両方においてアンテナアレイの搭載が検討されています。これら周波数での高いパスロスを軽減するために、ハイブリッド・ビームフォーミング方式の利用が検討されています。6 GHz 以下では、フェーズドアンテナアレイを使用する大規模な MU-MIMO を利用し、大幅な容量増加が見込まれます。

## デュプレックスモード

センチ波およびミリ波帯の利用を考慮すると、アップリンク・ダウンリンクチャネルの対称性、ビームフォーミングの活用のため、時分割多重 (TDD) は大きな利点を有することとなります。

## 4.3 理想的な波形および Gabor の定理

4.2 より、“波形”は、第 5 世代モバイル通信の PHY および MAC 層を設計するための、設計ツールキットの 1 つであることがわかりました。理想的な“波形”は、以下の要件を満たすように検討する必要があります：

- I 高いデータレート向けの高いスペクトル効率および利用可能なスペクトラムの効率的な使用
- I 効率的なパワーアンプの設計を可能にする、低いピーク対平均電力比 (PAPR)
- I モビリティ確保のためのドップラーシフトに強い波形。
- I 非同期通信のサポート。

第 3 章では、OFDMA および SC-FDMA の両方が、LTE および LTE-Advanced の波形として選択され、その制約について 3.3 で議論しました。Gabor の "Theory of Communication" [4]において、理想的には、OFDM のようなマルチキャリアシステムが、以下の要件を満たすべきであるということが述べられています：

- a) サブキャリアは、受信機をできるだけシンプルに保ち、そしてキャリア間干渉を可能な限り低く保つために、時間および周波数において互いに直交している。
- b) 伝達関数は、時間および周波数において、十分に（広がり無く、局所的に存在するように）ローカライズされる。これは、マルチパス伝搬（時間拡散）およびドップラーシフト（周波数拡散）から、ICI に対しての ISI に対する耐性を提供しています。低レイテンシを可能にするためには、時間的にローカライズが必要です。
- c) 最大スペクトル効率、 $\rho=(T \Delta f)^{-1}$  で表記され、 $\rho$  は、1 ヘルツ当たりのデータシンボル/秒におけるスペクトル効率である。

しかしながら、[4]で証明されているように、この 3 つの要件を同時に満たすことはできません、言い換えれば、3 つのうちの 2 つしか得ることができません。この 70 年前の結論は、将来の 5G 無線通信規格で選択される波形にも影響を与えることでしょう。無線業界で議論されているいくつかの提案は OFDM であり、したがって、マルチキャリアに基づくものとなっています。最も一般的なものにつきましては、次のセクションで詳しく説明します。

## 5 5G の波形候補

### 5.1 はじめに

セクション 3.3 にて、5G 無線通信で検討されているアプリケーションをサポートするさいに課題となる OFDM の一般的な制限について説明しました。このように、無線業界および研究機関の主要な研究者は、LTE および LTE-Advanced の設計目標に挑戦し、新しい PHY および MAC 層の概念を提案することによって課題を克服する研究が行なわれています。このようなプログラムの 1 つは、欧州連合 (EU) の後援を受けた、5GNOW<sup>10</sup> ("5th Generation Non-Orthogonal Waveforms for Asynchronous Signaling") がありました。プロジェクトの期間は、2012 年 1 月から 2015 年 2 月までの 3 年間であり、3.5 百万<sup>11</sup>ユーロの資金提供を受けました。目標は、マシンタイプ・コミュニケーションおよび IOT (Internet of Things) に有利な非同期アクセス方式をさらにサポートする、よりスペクトラム的にすぐれた波形を開発することでした。5.2、5.4 および 5.3 で述べた波形候補は、近年、無線業界の中で最も注目されている 5GNOW プロジェクトの成果の一部です。

以下のセクションでより詳細に議論される方式の背後にある一般的な考え方は、従来の OFDM とは異なるパルスシェーピングフィルタを使用するということです。この 3 つの波形は、異なる見方から、このコンセプトにアプローチしています。一般的には、異なるフィルタリング方法を適用した場合、帯域外放射が大幅に低減され、スペクトル再現性およびスペクトラム効率が改善されると言われています。一方で、別のパルスシェーピングフィルタの使用は、隣接するサブキャリア間の直交性の低下を意味します。言い換えれば、エネルギーは、あるサブキャリアから別のサブキャリアに広がります。それ故に、補償が必要なキャリア間干渉 (ICI) をひきおこします。これにより、システム全体、特に受信側の複雑さが増加します。

---

<sup>10</sup> [http://www.5gnow.eu/?page\\_id=266](http://www.5gnow.eu/?page_id=266)

<sup>11</sup> <http://cordis.europa.eu/fp7/ict/future-networks/documents/call8-projects/5gnowfactsheet.pdf>

## 5.2 FBMC - Filter-Bank Multi-Carrier

FBMC は、Filter-Bank Multi-Carrier の略です。FBMC では、送信側および受信側のフィルタバンクを使用しながら、サブキャリアレベルでのフィルタリングが適用されます。研究コミュニティで FBMC のさまざまな実施例、スタaggerド変調マルチトーン (SMT)、コサイン変調マルチトーン (CMT)、および フィルタリングされたマルチトーン (FMT) が議論されていますが、特に SMT FBMC にフォーカスを当てています。図 5-1 は、[6]で提案された、FBMC 送信機モデルのブロック図を表しています。

$N$  個の長さ  $K$  のポリフェーズフィルタ  $A$  は、ロールオフ 0.1 の RRC の FIR のプロトタイプフィルタが使用されます。

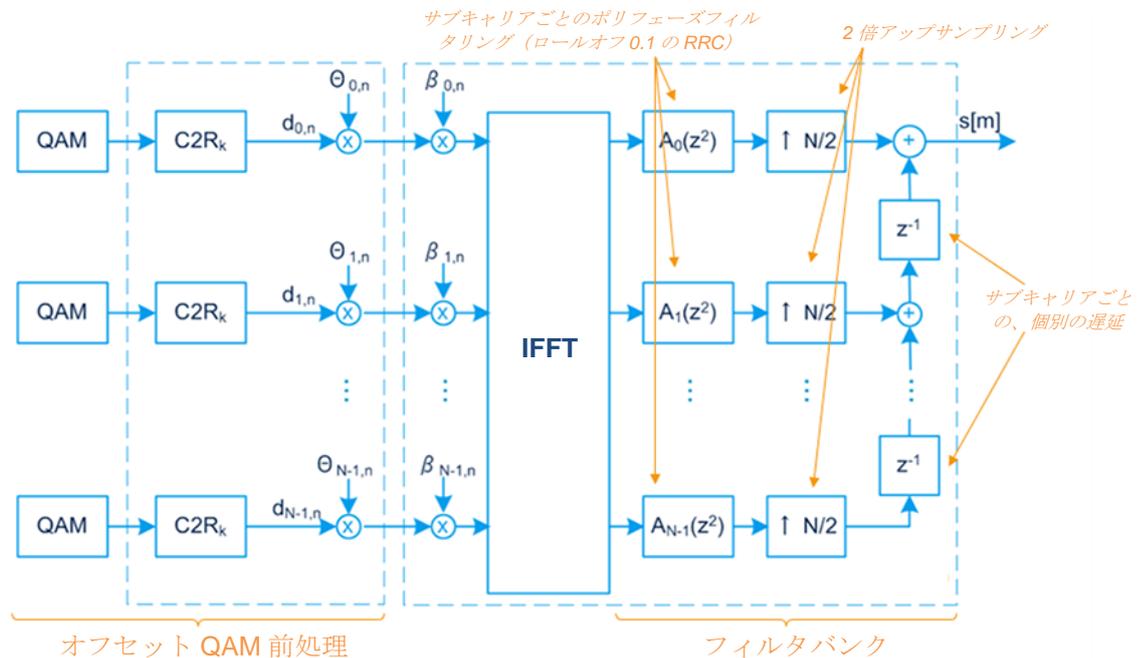


図 5-1 : FBMC 送信機モデル

$K$  は、プロトタイプフィルタを特徴付けるオーバーラップファクタを与え、重ね合わされるシンボルの数を定義します。FBMC の場合、オーバーラップファクタを 4 として用いられます。

図 5-1 のフィルタバンクは、プロトタイプフィルタの  $k/N$  の周波数シフトとなるよう作成されています。これにより隣接するサブキャリア間でエネルギーが広がり (図 5-2 においては赤、青)、そのために隣接サブキャリア間のキャリア間干渉 (ICI) が発生するため、直交性に影響を与えます。しかしながら、全ての偶数サブキャリア同士 (赤色) および全ての奇数サブキャリア同士 (青色) は重なり合うことはありませんので、互いに直交しているということになります。

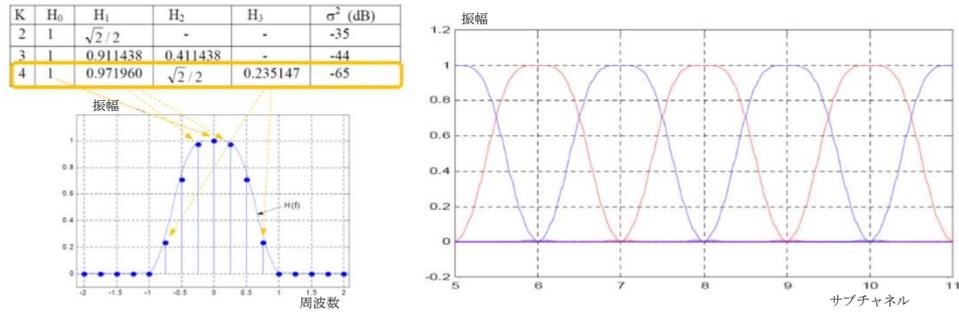


図 5-2 : 定義された周波数シフト  $k/N$  を適用することによる、プロトタイプフィルタ ( $K=4$ ) およびフィルタバンクの合成[7]

実部および虚部の直交性を維持するために、オフセット QAM (OQAM) が使用され、そして変調されたデータシンボルに適用されます。OQAM は、QAM システムの I 相成分を、シンボル長  $T/2$  の半分だけ、Q 相成分に対してシフトすることによって達成されます。タイムシフトがキャリアの I 相成分に適用される場合、それは、隣接する Q 相成分に適用され、干渉は 2 キャリアごとに低減されていきます。OQAM 受信機は、情報を持たない受信シンボルの部分を無視することによって、ICI をキャンセルしています。OQAM の使用により、ガードタイムおよびサイクリックプレフィックスは必要とせず、FBMC [7] ではそれらはオプションであり、オーバーヘッドが削減されるためスペクトル効率を向上させます。

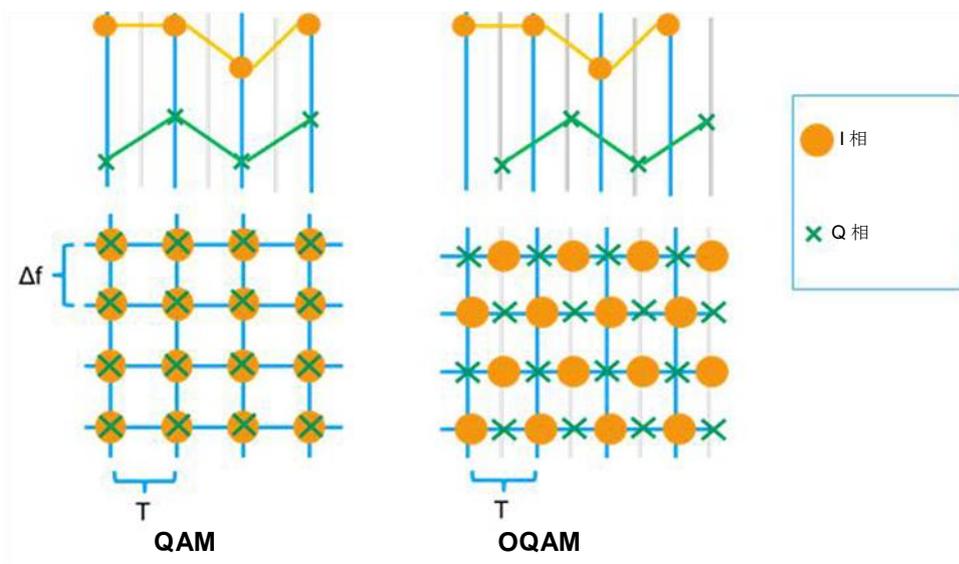


図 5-3 : 求積振幅変調 (QAM) 対オフセット QAM (OQAM)。

非同期送受信を可能にするために、アップスケーリングが適用されます。図 5-1 で表している送信機のモデルは、OFDM と比較し実装が複雑となります、例えば、通常の OFDM と比較して、2 倍大きな FFT のサイズが必要になります。

### 5.2.1 FBMC のメリットおよびデメリット

[8]によれば、信号のローカライズは、5G をターゲットにしたいくつかのシナリオにマッチします：

- ┆ 非同期送信、LTE におけるタイミングアドバンスなどの完璧な同期の必要がありません。
- ┆ 断片化スペクトラム配置およびコグニティブ無線に適しています。
- ┆ 高いモビリティに対するロバスト性を提供します。
- ┆ 可能な限り 1 つの帯域内における、サブキャリア間隔またはシンボル持続時間のよ  
うな基本パラメータを効率的に採用できます。

実際には、いくつかの問題を解決しなければなりません[9]、[10]：

- ┆ スキャタードパイロットは、さらに複雑になります。
- ┆ Alamouti (時空間符号化) のような MIMO 方式は、簡単には機能しません。
- ┆ 1 サブキャリア分のユーザー間ガードバンドがアップリンク時または周波数選択的  
ビームフォーミングに必要となります。
- ┆ 長いフィルタテイルにより、短いバーストに対しては、非効率的です。

## 5.3 UFMC - Universal Filter Multi-Carrier

FBMC とは対比的に UFMC ではサブキャリアを束ね、サブバンドとしてフィルタリングします。サブバンドごとのフィルタパラメータおよびサブキャリア数は、一般的には同一とします。これにより、エイリアシングを防止できます。非連続的なサブバンドの利用が可能であり、スペクトラムの柔軟な活用を可能にしています。それゆえ、UFMC は、OFDM と FBMC との間の提案として見ることができます。図 5-4 は、UFMC 送信機の、ブロック図を表しています。

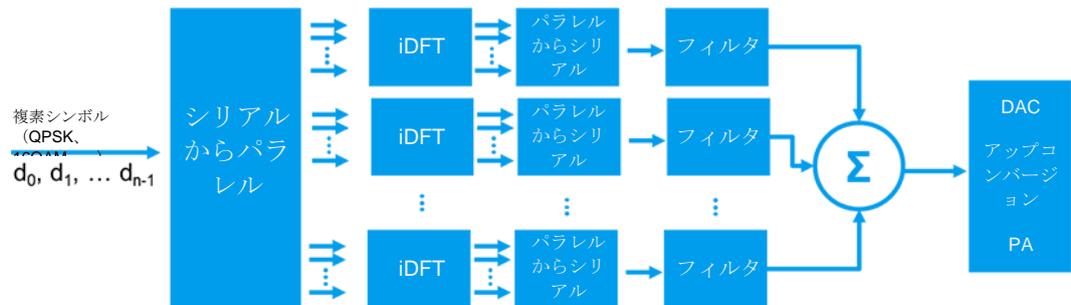


図 5-4 : UFMC 送信機のブロック図

後続の UFMC シンボル間に、時間のオーバーラップはありません。シンボル持続時間は  $N+L-1$ 、 $N$  は IFFT の FFT サイズであり、 $L$  はフィルタの長さを表しています[11]。

UFMC は FBMC と同様に、一般的には FFT ウィンドウのサイズが大きくなると、実装の複雑さが増してしまいます。UFMC においても、サイクリックプレフィックスとしてガードインターバルを挿入することは、オプションとなっています。ここで、例えば、インタリーブ分割多重 (IDMA) のように、ユーザーをインタリーブに基づいて分けることができます。これにより、システムに追加の自由度がもたらされ、クロストークに対するロバスト性が向上し、マルチアクセスチャネルの容量を活用するのに役立ちます。併せて、提案された新しいコンセプトは、5G ワイヤレスシステム設計者が直面する、新しい課題に対処するための大胆なアプローチを提供します[10]、[12]。

### 5.3.1 UFMC のメリットおよびデメリット

[11]によると、UFMC は、次の利点があります：

- ┆ FBMC と同様に、良いスペクトル効率の提供します。
- ┆ FBMC に比べて、必要なオーバーヘッドの低減が可能です。
- ┆ 短いバースト伝送に適しています。
- ┆ 低遅延モードが可能です。

課題は以下のとおりです：

- ┆ 直交性が部分的に失われるため、UFMC は、非常に高いデータレートには適していない可能性があります。
- ┆ 高遅延スプレッドでは、マルチタップ・イコライザが必要です。
- ┆ 受信機の FFT サイズが大きくなると、複雑さが増大します。
- ┆ 部分的にオーバーラップする、サブバンド間の干渉が発生します。

## 5.4 GFDM - Generalized Frequency Division Multiplex

GFDM は、Generalized Frequency Division Multiplex の頭文字を表しています。GFDM の背景にあるアイデアは、フィルタバンク・マルチキャリアのコンセプトです。1つのモチベーションは、ユーザー毎に利用可能なスペクトルを、複数のセグメントに分割し、広げることにあります。このコンセプトでは、ホワイトスペース等を使用する、コグニティブ無線の実装を容易する可能性があります。FBMC と比較して拡張された機能として、次の機能を提供します：

- 1 サイクリックプレフィックス (CP) が導入されています。CP は、[13]に示されるように、多重化した後、または [14]で示されるようにフィルタリングの前に挿入することができます。
- 1 各サブキャリアは、異なる帯域幅を持つことができます。
- 1 フィルタリングは、定義された数のシンボルに対する tail biting とも呼ばれる、巡回畳み込みによって行われます。また、時間領域においても、セグメンテーションを導入します。

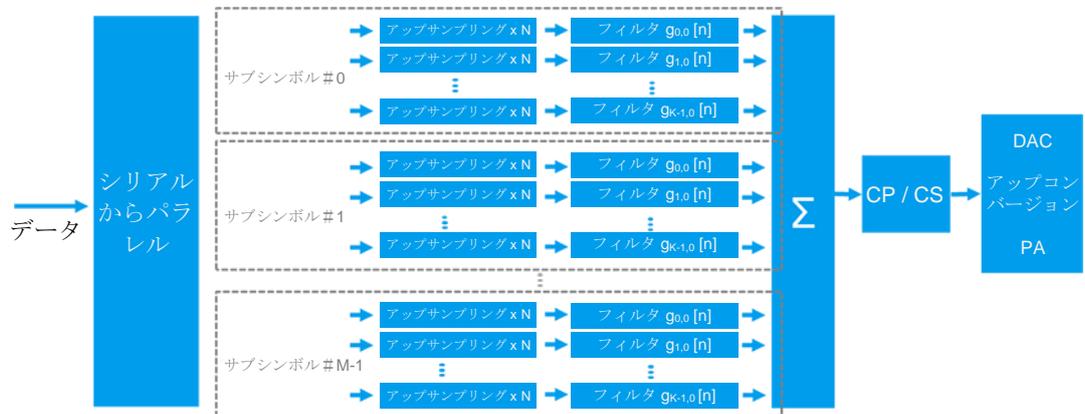


図 5-5 : [13]に記載されているような、GFDM 送信機モデル

図 5-5 における  $g_{k,m}[n]$  は、 $N$  個のサンプルを持つフィルタのインパルス応答を示しており、一方、 $k$ 、 $m$  および  $n$  は、それぞれサブキャリア、サブシンボルおよび時間サンプルのインデックスとなっています。GFDM のデータは、ブロック単位に定義され、転送されていきます。各ブロックでサイクリックプレフィックスが導入され、また複数のサブシンボルから構成されています。これにより、より柔軟な TTI 長の定義が可能になります。例えば、遅延がクリティカルであるアプリケーションの場合、データ転送のために少数のサブシンボルしか使用できません。タイムクリティカルでないケースではすべてのサブシンボルを使用し、1つの特定のユーザーヘデータ転送ができます。スペクトラム領域では、一般的には隣接するサブキャリアがオーバーラップし、既に他の波形候補について述べたように、直交性は失われてしましますが、データの非同期伝送を可能にしています。これはシステムティックな高いビット誤り率をもたらし、それを補償するために受信機側において、追加のイコライザおよび干渉キャンセラを必要とします。

### 5.4.1 GFDM のメリットおよびデメリット

[14]によると、GFDM には以下のメリットがあります：

- ┆ OFDM と比較して PAPR が低く抑えられます<sup>12</sup>。
- ┆ チューナブルフィルタリングによる、帯域外放射の低減が可能です。
- ┆ OFDM に匹敵する、周波数および時間領域のマルチユーザーのスケジューリングが可能です。
- ┆ ホワイトスペース等の断片化されたスペクトル領域における、アグリゲーションが可能です。
- ┆ サイクリックプレフィックス挿入および効率的な FFT ベースのイコライザを使用する、ブロックベースの伝送が可能です。

GFDM のデメリットは次のとおりです：

- ┆ 受信機が複雑な設計となります。
- ┆ フィルタリングによる ICI/ISI を除去するための、連続した干渉除去を伴うマッチトフィルタが必要、もしくは代わりに OQAM を使用しなければならず、これにより MIMO がさらに困難になります
- ┆ シンボル時間オフセット(STO)および搬送波周波数オフセット(CFO)の推定が困難です。
- ┆ サブキャリア間干渉を抑制するためには、高次フィルタリングとテイルビットティングが必要になります[14]。フィルタリング後に依然として存在するサブキャリア間干渉を軽減するためには、プリキャンセルまたは逐次干渉キャンセルも必要になります[15]。

---

<sup>12</sup> 特定のシミュレーション以外では証明できなかった結果につきましては、このアプリケーションノートのセクション 5.5.1 を参照してください。

## 5.5 LTE と FBMC、GFDM、UFMC の比較

### 5.5.1 ピーク対平均電力比 (PAPR)

高い PAPR は、OFDM についてしばしば言及されるデメリットの 1 つであり、ゆえに、LTE (ダウンリンク) における制約でもあります。一般的には、クレストファクタリダクション (CFR) 技術を適用して PAPR を低減し、デジタルプリディストーション (DPD) アルゴリズムは、パワーアンプによって発生する歪みを補償します。両方の技術は、より電力効率の良いパワーアンプの設計を可能にし、PAPR、スペクトル効率、スペクトルリグロースの改善にも役立ちます。従来、これらの技術は基地局側でのみ適用されてきましたが、現在では、主に電力消費を削減する面から、モバイル機器にも使用されています。

#### 5.5.1.1 PAPR は、ペイロードデータに依存する

図 5-6 では、20 MHz LTE ダウンリンク信号 (Enhanced Test Model 1.1、E-TM1.1) と、同様のパラメータ設定の FBMC、UFMC および GFDM 信号との比較を示しています。それら 5G 波形のパラメータを、表 5-1 に示します。

FBMC、UFMC、GFDM のパラメータ化			
波形タイプ	FBMC	UFMC	GFDM
サブキャリアの数	2048	2048	2048
アクティブなサブキャリアの数	1200	1200	1200
ガードサブキャリア	424	429	424
サブキャリア間隔	15 kHz	15 kHz	15 kHz
サイクリックプレフィックス長	144 サンプル	144 サンプル	144 サンプル
フィルタ	RRC, $\alpha = 0.1$	Dolph-Chebyshev	RRC, $\alpha = 0.1$
フィルタ長	-	74 (60 dB ストップバンド減衰、サブバンドフィルタブレイコライゼーション OFF)	-
サブバンド数	-	40	-
ペイロード、変調	PN9, QPSK	PN9, QPSK	PN9, QPSK

表 5-1 : 20 MHz LTE ダウンリンク信号と比較する FBMC、UFMC および GFDM のパラメータ化

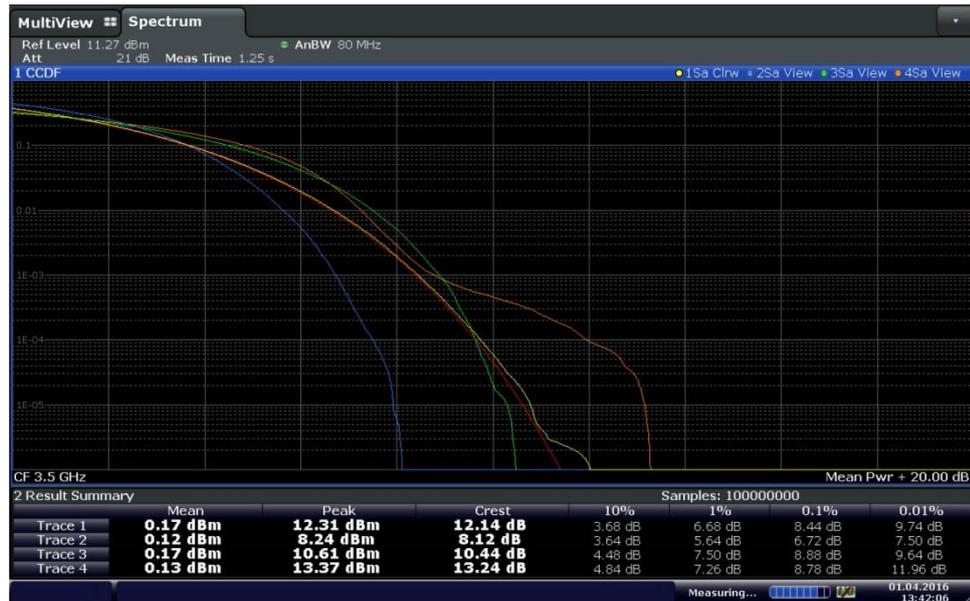


図 5-6 : LTE (黄色)、FBMC (青色)、UPMC (緑色) および GFDM (オレンジ色) の CCDF

図 5-6 より、結論として、FBMC、UPMC、GFDM は、LTE よりもスペクトラム特性が優れているばかりでなく（次のセクション、図 5-10 を参照してください）、特に FBMC および UPMC では PAPR が大幅に低くなり、それ故に、RF フロントエンドの観点から、明確な設計上のメリットがあるように見えます。しかしながら、この結論は正確ではないでしょう。LTE は、チャンネル符号化およびスクランプリングを使用して、送信されるデータをランダム化します。その一方で、FBMC、UPMC および GFDM は、研究はされていますが、完全に標準化されていない物理層概念のみであり、この時点では適切なスクランプリング方法およびチャンネル符号化の定義が不足しています。データのスクランプリングはなく、純粋な変調のみであり、それ故に、PAPR およびスペクトル対称性は、ペイロードデータとして使用される PN シーケンスによって影響を受けます。例として、図 5-7 は、異なる PN シーケンスをペイロードデータとして使用する、FBMC の PAPR を表しています。PN9 (黄色) の場合、PAPR は 8.10 dB となり、PN15 (トレース 2、青色)、PN20 (トレース 3、緑色) では、PAPR はそれぞれ 13.12 dB および 17.49 dB となります。

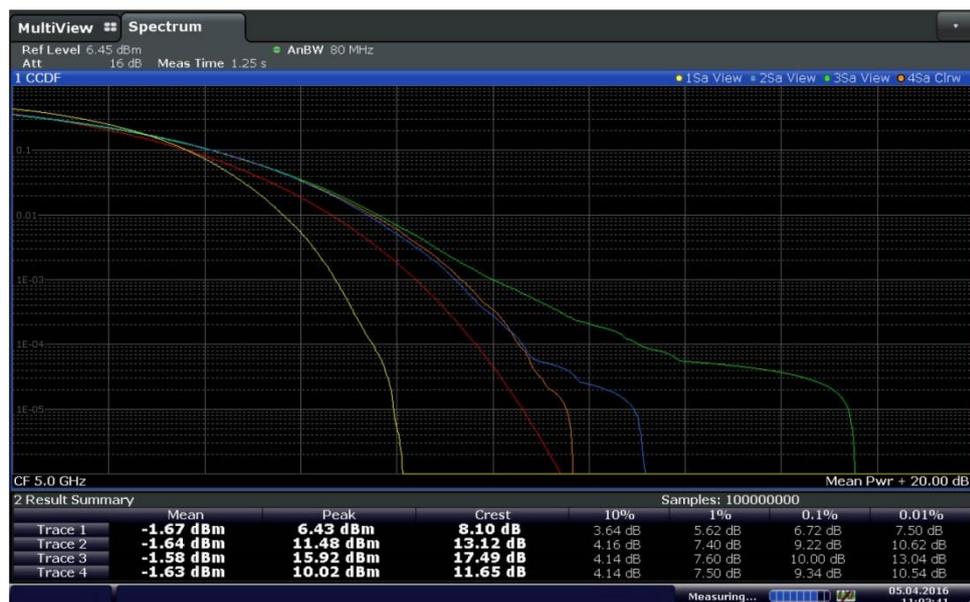


図 5-7 : ペイロードデータとして異なる PN シーケンスを使用する FBMC の PAPR の比較

スクランブリング方法が利用できないために、ペイロードが PAPR に影響を与えることは、ハードウェアインザループ実験、RF フロントエンドおよびフィルタまたはミキサなどのコンポーネント試験、特にパワーアンプにとって、知っておかなければならない非常に重要な要素です。

#### 5.5.1.2 データリスト機能を使用して、5G 波形候補のスクランブリングの不足を克服する

FBMC、UFMC、GFDM などの 5G 波形候補のスクランブリングおよびチャネルコーディングによるデータのランダム化の不足を克服するために、R&S®SMW200A ベクトル・シグナル・ジェネレータの「データリスト」機能を使用することをお勧めします。ペイロードデータとして PN シーケンスまたは汎用ビットパターン (AII0、AII1 など) を使用する代わりに、この目的のためにデータリストを作成して使用することができます。データリストは、ランダム化されたデータをエミュレートする、スクランブルされたビットシーケンスになり得ます。

5G 波形候補と LTE を公正に比較するのに、LTE Logfile Generation (SMW-K81) 用の SMW ソフトウェアオプションはとても役に立ちます。このオプションを使用すると、ユーザーは、信号処理チェーン内の異なるロギングポイントにおいて、ログファイルを作成できるようになります。オプション K81 の使用方法に関連した詳細については、[\[16\]](#)に記載されています。[図 5-8](#)に、ダウンロードの LTE 信号処理チェーンを表します。

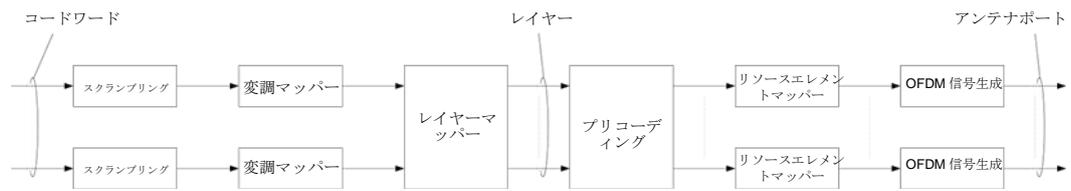


図 5-8 : LTE ダウンリンク信号処理チェーン[18]

K81 では、スクランプリング後にビットシーケンスをログすることができます (Point 6; 図 5-9 を参照してください)。

スクランブルされたビットシーケンスは、データリストを生成するために使用することができます。R&S®SMW200A のデータリストを作成する方法については、[17]を参照してください。

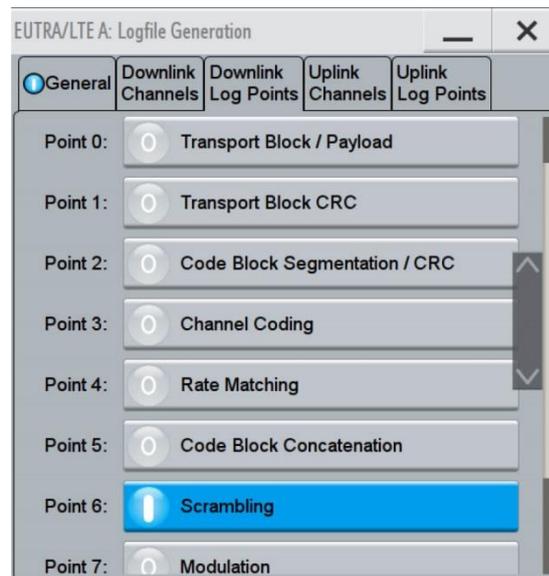


図 5-9 : LTE ログファイル生成 - オプション SMW-K81

このデータリストは、ペイロードデータとして使用することができます。セクション 6.1.2 を参照してください。

## 5.5.2 スペクトル・リグロース: FBMC、UFMC、GFDM

5GNOW プロジェクトで研究された 3 つの波形候補すべてにおける、主要な設計目標の 1 つは、LTE に比べてスペクトル・リグロースを改善することでした。図 5-10 は、20 MHz の LTE ダウンリンク信号 (黄色) と比較した、FBMC (青色)、UFMC (緑色) および GFDM (黄色) の 3 つの波形を表しています。パラメータは、表 5-1 に従って選択されています。

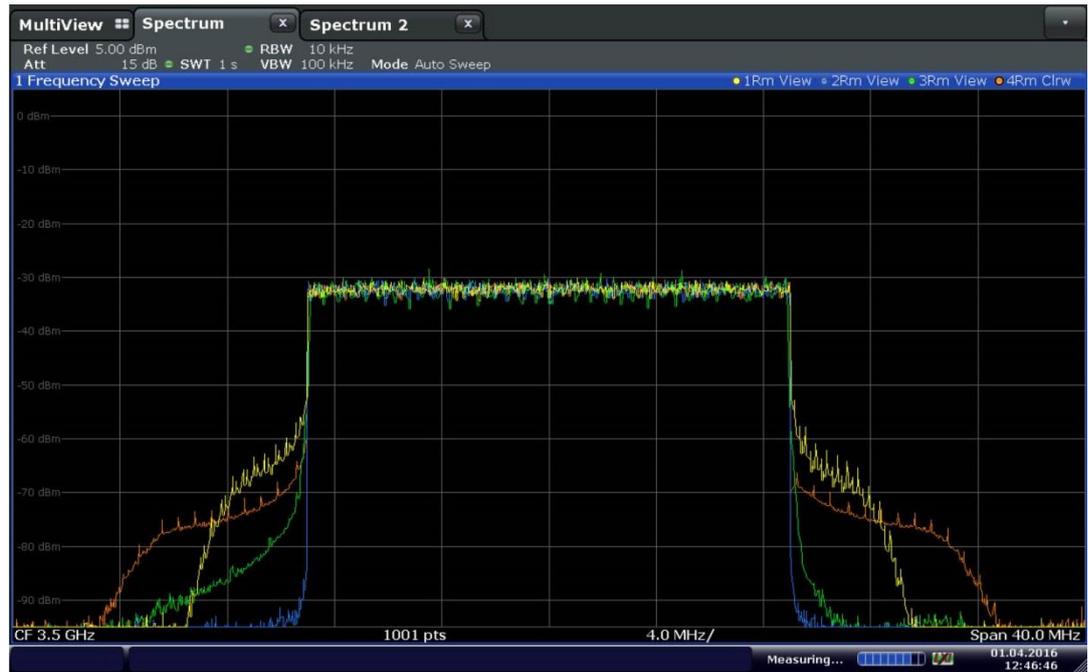


図 5-10 : 20 MHz LTE ダウンリンク信号 (黄色) と FBMC (青色) 、UFMC (緑色) および GFDM (オレンジ色) との比較

### 5.5.3 5G 波形候補に対するパワーアンプの影響

図 5-10 では、信号発生器をスペクトラムアナライザーに直接接続をおこなう、理想的な伝播のケースを示しています。5G 波形候補の優れたスペクトル特性が、明確に現れています。第 2 のステップでは、非線形増幅器を信号パスに導入します。図 5-11 では、LTE と FBMC、UFMC、GFDM を比較します。これらのパラメータは、表 5-1 にリストされているパラメータに基づいて、再度構成されています。

この実験では、50 MHz から 4000 MHz の周波数レンジをサポートする、一般的なパワーアンプを使用しています。パワーアンプの最大入力電力は 0 dBm で、標準ゲインは 20 dB です。パワーアンプの達成可能な最大出力電力は +20 dBm です。0.00 dBm の入力電力では、パワーアンプは飽和状態になり始め、より高い入力電力では、パワーアンプが圧縮状態にあることを意味します。

図 5-11 におけるパワーアンプへの入力電力は -5.00 dBm を用いています。お分かりになるように、これらの波形のスペクトル上のメリットは消失し始めます。

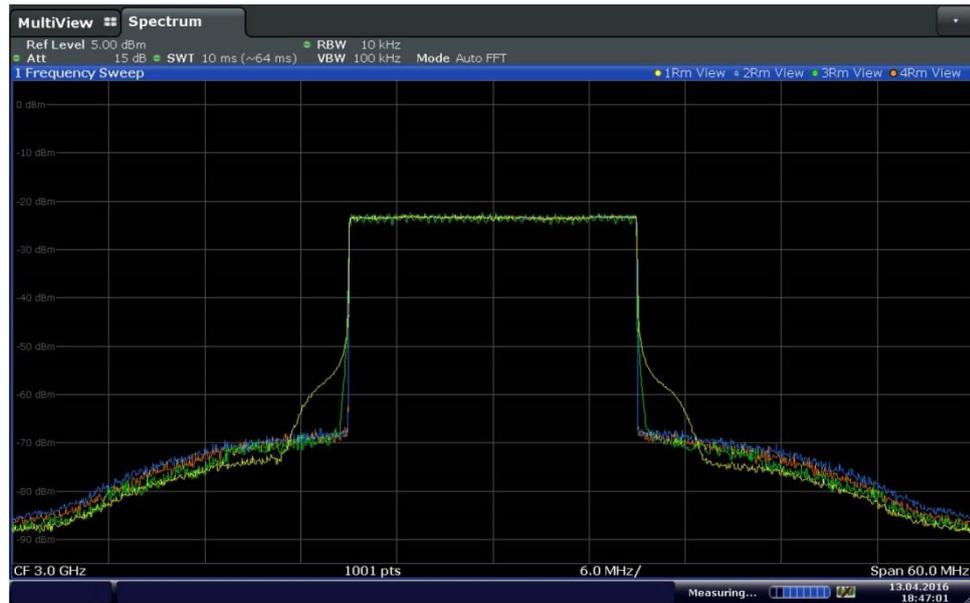


図 5-11 : アンプによる LTE (黄色)、FBMC (青色)、UFMC (緑色)、GFDM (オレンジ) 信号、ゲイン 20 dB、入力パワー-5.00 dBm

図 5-12 は、-2.00 dBm のアンプへの入力パワーに対する同じ信号構成、全く同じ計測値を表しています。5G 波形のスペクトル上のメリットは、20 MHz の LTE ダウンリンク信号と比較して、ほぼ完全に消失したように見えます。0.00 dBm の一般的な入力電力を使用する場合、このメリットは僅かであり、ほとんど存在していません。

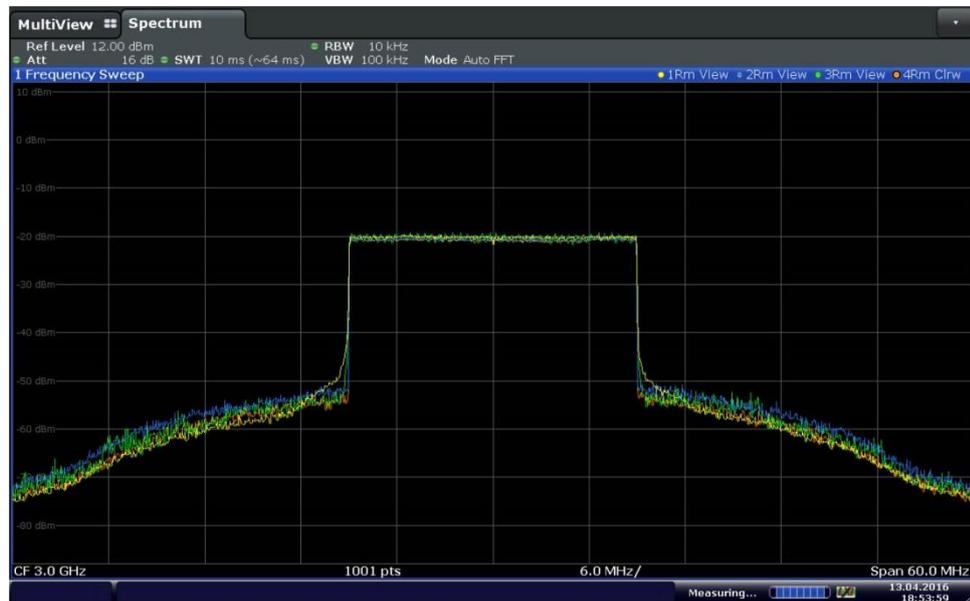


図 5-12 : アンプ入力パワー-2.00 dBm による LTE (黄色)、FBMC (青色)、UFMC (緑色)、GFDM (オレンジ) 信号

現時点で使用されているパワーアンプは、セルラー用途に最適化されていないということに言及しなければなりません。ですので、実際の製品が設計段階に入ると、異なる結果が期待されます。ここでのアイデアは、非線形デバイスが、5G 波形候補のメリットに与える影響を証明することです。非線形性がスペクトル・リグロースを引き起こし、このスペクトル・リグロースを波形の最適化により、補償する設計が存在します。

#### 5.5.4 搬送波周波数オフセット (CFO) に対するロバスト性<sup>13</sup>

搬送波周波数オフセット (CFO)は、伝播チャネル (ドップラーシフト) およびトランシーバ間の周波数の違い (完全に同期化されていないオシレータ) で発生する可能性があります。これにより、信号の復調における搬送波間の干渉が発生し、結果として、誤った復調シンボルの部分が増加してしまいます。

我々のシミュレーションでは、CFO は、それぞれのサブキャリア間隔の相対量に関係します。例えば、0.1 の CFO は、 $0.1 \times 15 \text{ kHz} = 1.5 \text{ kHz}$  に対応しています。GFDM (より大きな間隔を持つ) に対しては、公平性を維持するために、同じ絶対 CFO が適用されることに注意してください。実際にはもちろん、周波数同期を導入することになります。ロバスト性を計測するために、ここでは周波数同期を行いません (位相回転をあわせると仮定します)。図 5-13 に、いくつかのシミュレーション結果を表します。

---

<sup>13</sup> セクション 5.5.4 および セクション 5.5.5 にて示されている結果は、[19]で提供される研究 および 解析に依存しています

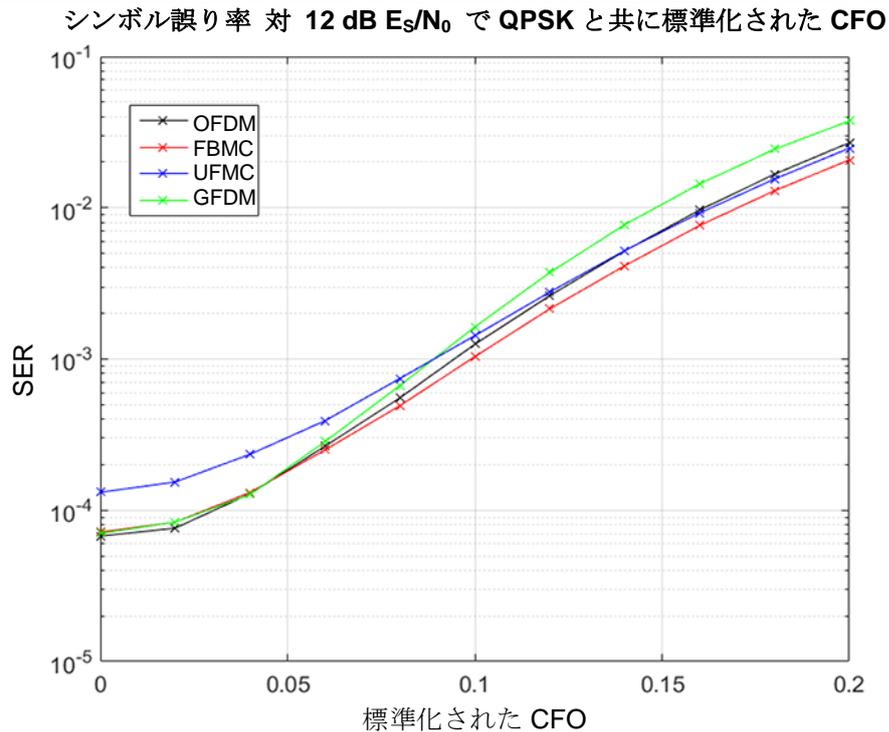


図 5-13 : 12 dB  $E_s/N_0$  で搬送波間隔 (15 kHz) に標準化される搬送波周波数オフセットの増加する値に対するシンボル誤り率

ここでは、AWGN チャネルは一定の  $E_s/N_0$  (12 dB) でシミュレートされ、そして信号に CFO が適用されます。以下では、CFO によって導入される干渉がよく理解され、記載されているので、OFDM の曲線を参照します[18]。

FBMC は OFDM より優れたロバスト性を示します。これは、各サブキャリアを形作ることによって、スペクトラムのサイドローブが大幅に低減され、そして CFO による影響も低減されます。

UPMC を矩形のパルスシェーピングでシミュレートすると、OFDM の場合と同じ結果が得られます。ここでは、146 のフィルタ長を選択します。キャリア周波数オフセットがない場合には、信号のエネルギーはフィルタテイルまで分割されなければならないので、エラーレベルが高くなります。CFO が増加するにつれて、サブバンドごとにローカライズされた、より良い周波数の効果が現れ、OFDM の曲線に近づきます (ここでは CP は考慮せず、信号のエネルギーは情報にのみ用いられます)。

OQAM は GFDM に導入されましたが、OFDM に比べて、3 つの波形のうち、最も悪い振る舞いをしめします。それは、CFO に対して、OFDM よりもさらに影響が大きいことです。

### 5.5.5 ノイズの影響

ノイズに対するロバスト性を解析するために、AWGN チャンネルでのシミュレーションをしました。ノイズ電力は、ビット当たりのエネルギー対ノイズ電力 ( $E_b/N_0$ ) の比率によって定義されています。この比率は、周知の信号対ノイズ比 (SNR) に比例しており、便宜上これを参照します。

図 5-14 では、いくつかの SNR のビット誤り率 (BER) の計測値が表されています。BER は、等化アルゴリズムを使用する受信器の設計コンセプトによっても影響を受けることに注意してください。

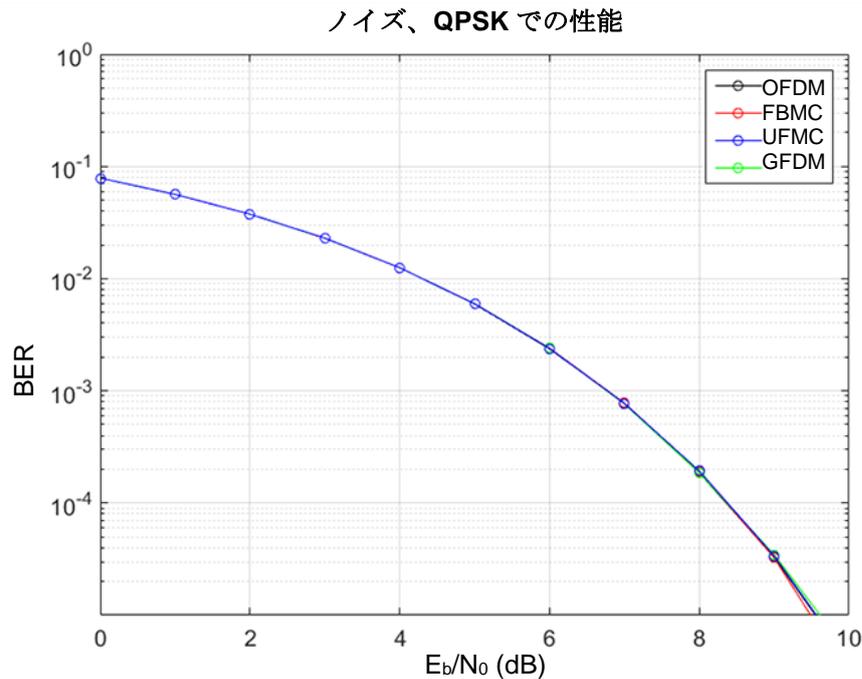


図 5-14 : 1Hz あたりのノイズ電力 ( $E_b/N_0$ ) による、1 ビットあたりのエネルギーの増加値に対するビット誤り率 (BER)

はっきりと分かるように、すべての波形は同等に結果として表れ、AWGN の理論的な伝送限界に近づいています。これは、どのような形でも、シンボルまたは搬送波の自己干渉を招かないことを示しています。GFDM および FBMC の場合では、OQAM を配置することで実現されます。しかし、いくつか注意しなければならないことがあります。OFDM および GFDM の場合、CP については、このシミュレーションでは考慮されません。したがって、信号の情報部分にエネルギーを全て使用することができます。CP が存在するためには、情報および CP それぞれに、エネルギーを分割しなければなりません。同様に、UFMC シンボルは、信号の情報部分およびフィルタ応答によって構成されています。公正な比較を行うために、フィルタの長さは 1 にセットされています。それ故に、UFMC は、ここでは OFDM と等しくなります。そのため、OFDM、GFDM および UFMC は、CP の長さ、それぞれのフィルタ応答長によって悪化すると考えなければなりません。

## 5.6 f-OFDM - フィルタリング直交周波数分割多重

フィルタリングされた OFDM (f-OFDM) は、5G NOW プロジェクトの成果物ではありませんが、5G の波形候補とも考えることができます。それは、複数のサブバンドを作成するので、UFMC と非常に似ています。しかし、それは完全に既存の OFDM に基づいており、主なアイデアは、サブバンド固有のフィルタのような、従来の OFDM では考慮されていなかった追加のステップを適用し、より柔軟な方法でパラメータ化を可能にすることです。

UFMC との主な相違点は、サブキャリア (SC) 間隔、サイクリックプレフィックス (CP) の長さおよび送信時間間隔 (TTI) など、サブバンドごとに完全に異なるパラメータ設定を可能にする点です。サブバンドベースのフィルタリングは、サブバンド間干渉を抑制します[20]。シンボル間のオーバーラップのない短いフィルタ (ISI なし) および固定の帯域幅フィルタを使用することができます。さらに、連続するシンボルのフィルタテイルがオーバーラップし、周波数の良好なローカライズ可能な長いフィルタ (ISI あり) も使用できます。異なるパラメータを持っているサブバンドを、異なるユーザーおよびサービスに割り当てることができます。例えば、車車間通信に超低遅延および高信頼性を提供するために、サブキャリア間隔は拡大されながらも、シンボル持続期間は短縮されます。

[20]および[21]は、f-OFDM を詳細に記述し、議論しています。

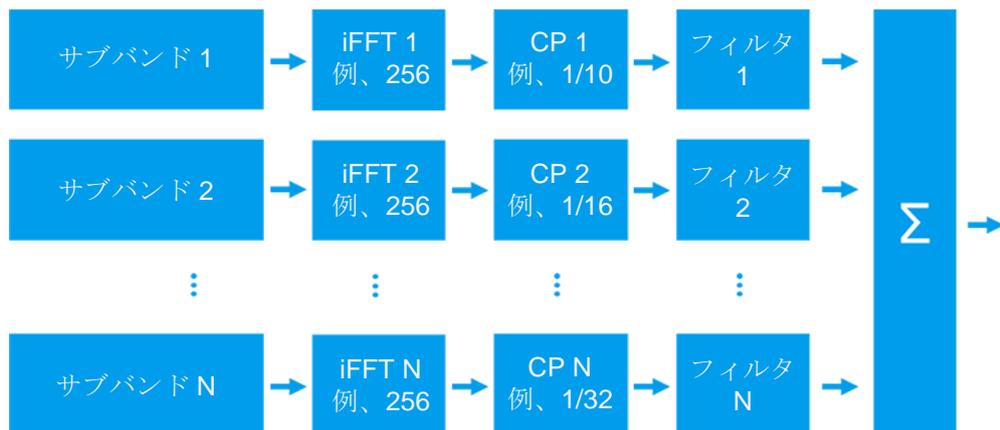


図 5-15 : [20]に記載されている f-OFDM 送信機のブロック図

## 6 5G 波形候補の試験

### 6.1 5G 波形候補信号生成

ソフトウェアオプション SMW-K114 搭載の R&S®SMW200A ベクトル・シグナル・ジェネレータは、4つの5G 波形候補の生成に対応しています：FBMC、UFMC、GFDM および f-OFDM [図 6-1]。

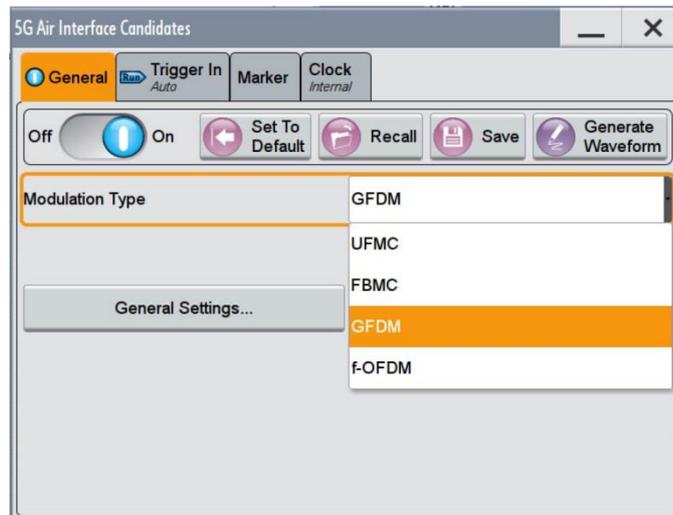


図 6-1 : ソフトウェアオプション SMW-K114 - 5G エアインターフェースの候補

#### 6.1.1 一般的なセッティング

すべての波形に共通するのは、「General Setting」および「Allocation Setting」の設定です。すべての波形候補は、マルチキャリア方式であるため、一般的に OFDM をベースにしています。サブキャリアの総数、占有しているサブキャリアの数、サブキャリア間隔、シーケンス長およびサイクリックプレフィックス長などの最も一般的なパラメータは、「General Settings」のメニューよりセットすることができます[Fig. 6-2]。

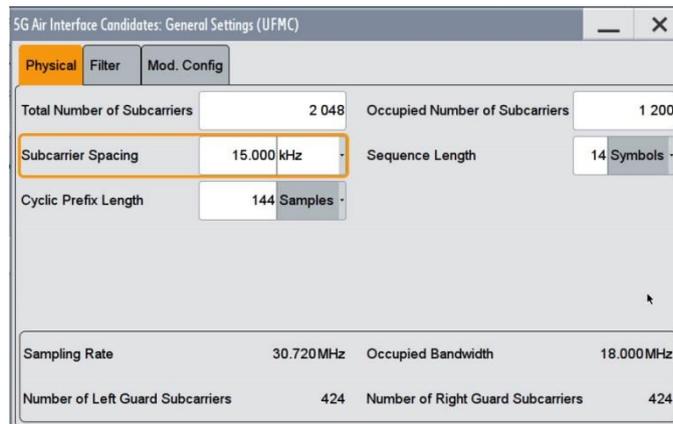


図 6-2 : LTE のようなパラメータ化による UFMC

'General Settings'メニューの2つのタブ（Filter、Modulation Configuration）により、波形固有のパラメータを変更することができます。前述のように、すべての候補者は特定のフィルタリングを使用しており、これらの方法は、「Filter」タブで設定することができます。UFMCは、Dolph-Chebyshevを使用しており、設定可能なパラメータは、フィルタの長さです。Matlabなどのシミュレーション環境で作成された、ユーザー定義のフィルタをロードする可能です。UFMCの場合、「Modulation Configuration」タブより、サブバンド数の定義および各サブバンドのプリイコライゼーションフィルタのアクティブ化が可能です。

フィルタ定義および変調設定は、第5.2章で説明したように、ロールオフ係数 $\alpha = 0.1$ およびオーバーラップ係数4のFBMCからルートレイズドコサインフィルタに対して一定です。

GFDMは、4つのフィルタを設定（RC、RRC、Dirichlet、Rectangular; 図6-3を参照してください）およびデータブロックサイズの定義を選択することができます。

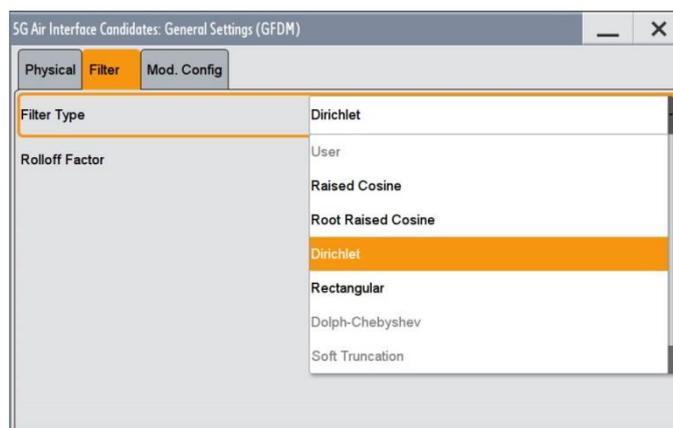


図 6-3 : GFDM フィルタ選択

f-OFDMは、フィルタのタイプ、フィルタの長さおよびウィンドウの方法（Hanning、Hamming）を、ユーザーが選択することができます。UFMCにおいて、「Modulation Configuration」は、フィルタが適用されるサブバンドを定義することも可能です。

## 6.1.2 割り当てセッティング

'Allocation Settings'メニューは、4つの波形候補すべてに共通です。個々のデータソース（PNシーケンス、ビットパターン、データリスト）およびパワーレベリングを持つ、最大6ユーザーを定義することができます[図 6-4]。



User	Data Source	DList / Pattern	p/dB	State
0	PN16	-	-3.000	On
1	PN21	-	-1.000	On
2	Data List	E_scrambling	3.000	On
3	PN9	-	0.000	Off
4	PN23	-	2.000	On
5	Pattern	0101 010...	0.000	On

図 6-4 : 5G 波形候補のユーザー定義

データソースとして、データリストを選択することができます。例えば、LTE をベースとしたスクランブルされたビットシーケンス[図 6-5]の設定が可能です。セクション 5.5.1.2 にて、データリストの生成方法およびそれがハードウェアインザループ実験にとって重要な理由の詳細について説明されています。

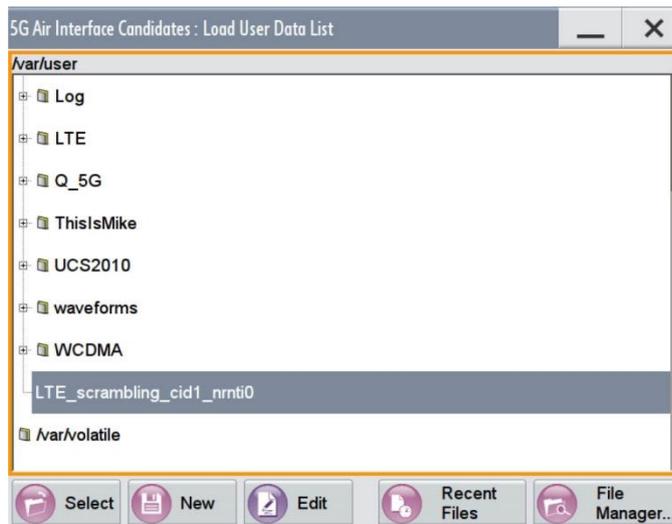


図 6-5 : 5G 波形候補のペイロードとしてデータリストをロードする

「Allocation」タブにより、時間および周波数領域のコンフィグレーションが可能です。最大 30 の割り当てを選択することができます。図 6-6 は、異なる数のシンボルおよび搬送波が、時間および周波数領域で占有され、異なる変調方式が選択された、5人の異なるユーザーに対する 7つの割り当てを表しています。コンフリクト、すなわち、異なるユーザー間のオーバーラップ割り当ては、「Conflict」コラムに示されています。

5G Air Interface Candidates: Allocation Settings

User Allocations Time Plan

Number of Allocations

	Modulation	No. SC	No. Sym.	Offset SC	Offset Sym.	Physical Bits	Data Source	DList/Pattern	p/dB	Content Type	State	Confl.
0	QPSK	400	14	0	0	11200	User 0	-	-3.000	Data	On	
1	16QAM	100	8	400	6	3200	User 1	-	-1.000	Data	On	
2	64QAM	100	14	500	0	8400	User 2	-	1.000	Data	On	
3	256QAM	500	10	600	4	40000	User 4	-	5.000	Data	On	
4	QPSK	100	14	1100	0	2800	User 0	-	-3.000	Data	On	
5	64QAM	500	4	600	0	12000	User 5	-	2.000	Data	On	
6	64QAM	100	6	400	0	3600	User 5	-	0.000	Data	On	

図 6-6 : 7つの割り当て、5人の異なるユーザーの割り当て設定

「Time Plan」タブは、選択項目の概要を、グラフィカルに表示します。

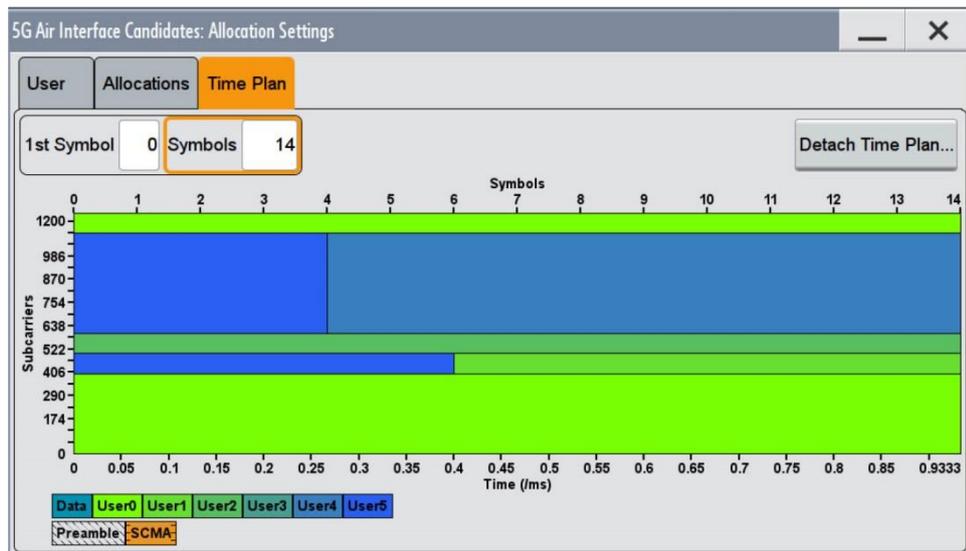


図 6-7 : 時間計画

## 6.2 5G 波形信号解析

5G 波形候補を解析するために、Rohde&Schwarz は、OFDM ベクトル信号解析ソフトウェア (FS-K96) の機能を拡張し、UFMC および GFDM の解析機能を追加しました。図 6-8 は、UFMC 信号の復調を表しています。

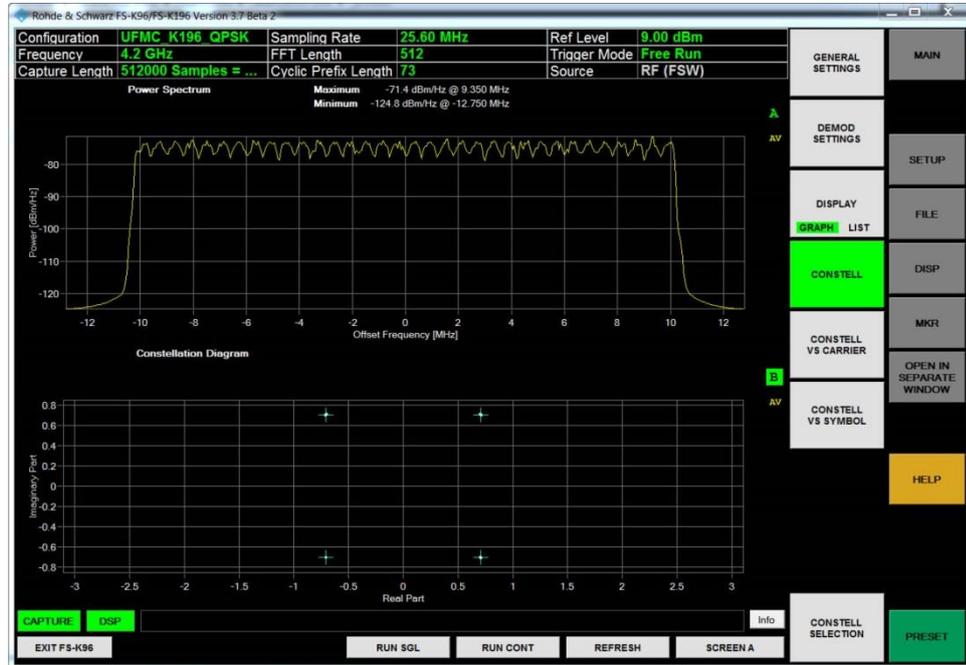


図 6-8 : UFMC 信号の復調、FS-K196 による QPSK 変調

適切な解析のための正しいパラメータをセットするために、コンフィギュレーションファイルをソフトウェアモジュールにロードしなければなりません。2つのサンプルコンフィギュレーションファイルが、ソフトウェアと共にインストールされています。デフォルトのインストールディレクトリからアクセスできます C:\Program Files (x86)\Rohde-Schwarz\OFDM Vector Signal Analysis Software\CONFIGURATIONS; 図 6-9 を参照してください。

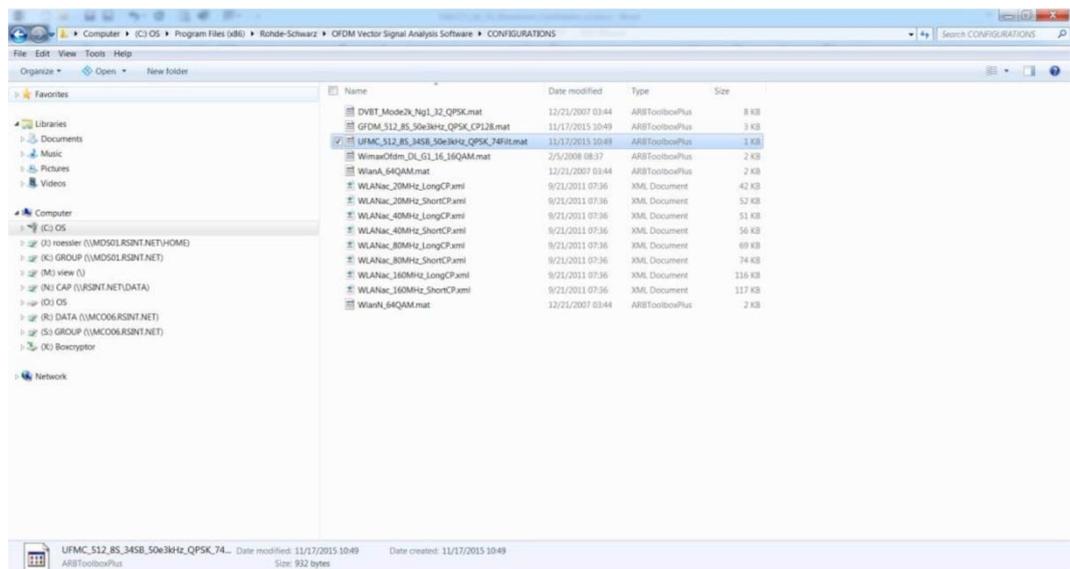


図 6-9 : FS-K196 のコンフィギュレーションファイル

UFMC 用および GFDM 用の 2 つのサンプルファイルがあります。両方のコンフィグレーションファイルは、R&S®SMW200A ベクトル・シグナル・ジェネレータによって生成された、5G 波形候補のデフォルトコンフィグレーションと一致しています。コンフィグレーションファイルは、「drag & drop」または「Demodulation Setting」ダイアログを介して、FS-K96/FS-K196 にロードすることができます。FS-K196 ソフトウェアでは、正しいサンプリングレートのみ設定する必要があります。この例では、25.6 MHz となっています。サンプリングレートは、R&S®SMW200A ベクトル・シグナル・ジェネレータから得ることができます[図 6-2 を参照してください]。



図 6-10 : 「復調セッティング」ダイアログを介して、FS-K96/FS-K196 のコンフィグレーションファイルをロードする

UFMC 用のコンフィグレーションファイルの新規作成または既存のコンフィグレーションファイルを変更するために、**gen\_ufmc.mat** というファイルジェネレータが、FS-K96/K196 ソフトウェアには追加されています。このファイルは、C:\Program Files (x86)\Rohde-Schwarz\OFDM Vector Signal Analysis Software\TOOLS\MATLAB のディレクトリにあります。このコンフィグレーションファイルジェネレータを使用するのに最も簡単な方法は、お使いのコンピュータに **Matlab** をインストールすることです。ジェネレータファイルを開くと、必要に応じてすべてのパラメータを編集することができます。すなわち、変調方式、およびその他の関連パラメータを変更し、「RUN」ボタンを押すということです；図 6-11 を参照してください。

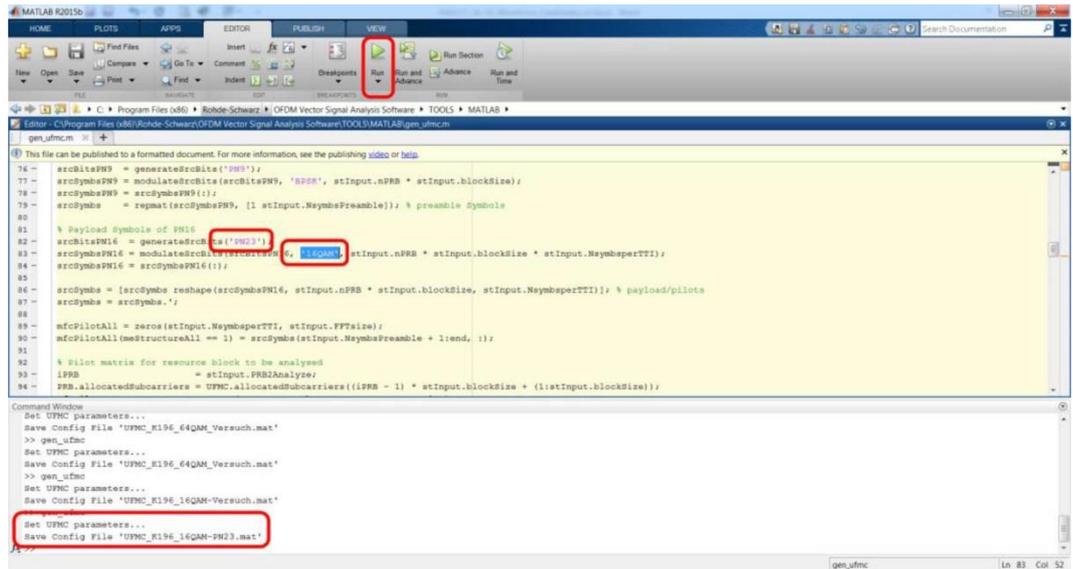


図 6-11 : FS-K196 用のコンフィグレーションファイルの新規作成または既存のコンフィグレーションファイルの変更

それに応じてパラメータがセットされ、新しいコンフィグレーションファイルが作成され、指定されたディレクトリに保存されます。この例では、変調方式が 16QAM に変更され、そしてペイロードデータが PN23 に変更されます。図 6-12 は、コンフィグレーションファイルが FS-K196 にロードし、この信号解析を表しています。コンステレーション図は、16QAM 変調を表しています。

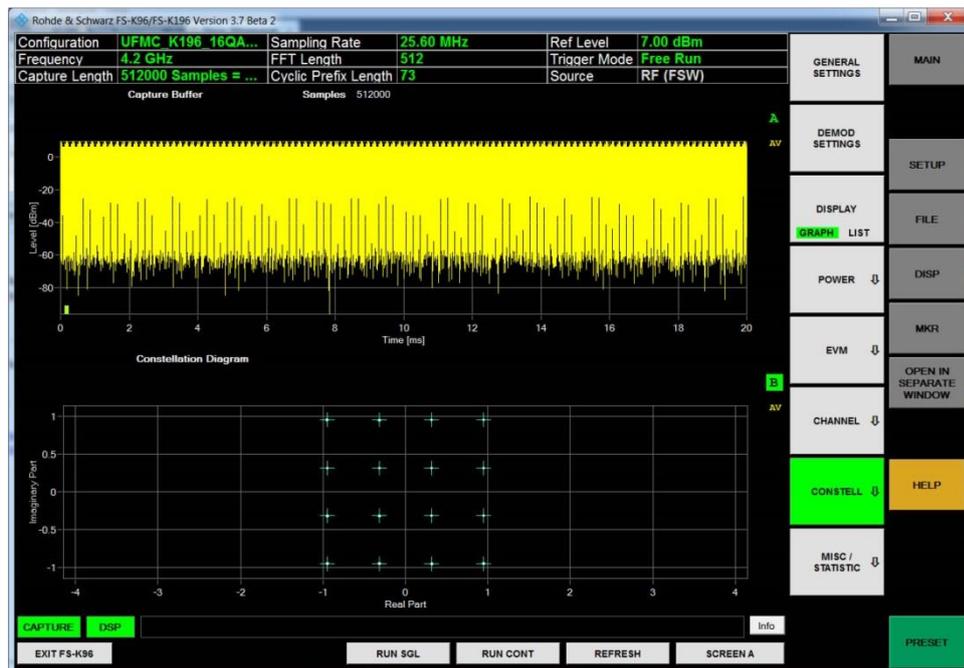


図 6-12 : 16QAM UFMC 信号の解析

その結果、EVM は-50 dB (0.32%まで) およびクレストファクタは約 15 dB となりました。高いクレストファクタの背景にある理由については、セクション 5.5.1.1 を参照ください。



図 6-13 : 結果の概要 16QAM UPMC 信号

## 7 5G PHY/MAC デザインの一般的な意味

### 7.1 マルチキャリアもしくはシングルキャリア？

#### 7.1.1 低いピーク対平均電力比 (PAPR)

信号のピーク対平均電力比 (PAPR)は、信号そのものの種類に最も大きく左右されます。つまり、シングルキャリアか、もしくはマルチキャリア信号に依存します。シングルキャリア伝送技術は、OFDM のようなマルチキャリア方式よりも、非常に低い PAPR を有する傾向があります。それぞれの PAPR を比較してみましょう。

図 7-1 は、パラメタ変更した 802.11ad 信号を表示しています。サンプリングレートは 660 Msps に減らされたので、占有帯域幅は 500 MHz になります。搬送波周波数は 28 GHz であり、5G の周波数候補のうちの 1 つです。802.11ad は、シングルキャリア、低電力 PHY および OFDM ベースの PHY の、3 つの異なる物理層モードを定義しています。後者の 2 つはオプションとなっています。図 7-1 は、必須のシングルキャリア PHY<sup>14</sup>に基づいています。コンステレーションから分かるように、データシンボルの変調は 16QAM であり、必要なプリアンブルは BPSK 変調され、同相コンポーネント軸上の 2 つのドットによって表されています。

---

<sup>14</sup> このアプリケーションノート執筆において、IEEE 802.11ad は、2 つの OFDM ベースの PHY モードを、規格から除外することを検討していました。この論文を発表する時点において、最終的な決定はなされませんでした。



図 7-1 : PAPR (波高率) が 6.592 dB のシングルキャリア信号

図 7-2 における信号は、100 kHz サブキャリア間隔、64QAM 変調および 500 MHz の帯域幅を持つ、8k-FFT ベースの OFDM 信号となっています。搬送波周波数も 28 GHz となっています。



図 7-2 : PAPR (波高率) が 10.29 dB のマルチキャリア信号 (OFDM)

図からわかりますように、シングルキャリア信号の PAPR (クレストファクタ) が約 6.6 dB であるのに対して、OFDM ベースの信号の場合では 10.3 dB となっています。低い PAPR は、パワーアンプ、特に電池式デバイスのための、重要な設計上のメリットを有しています。高速チップセット (プロセッサ) および高解像度、高出力のディスプレイを最新のハンドセットおよびタブレットに統合した場合でも、パワーアンプは、デバイスに電力を供給しているバッテリーから、電力の大部分を消費しています。PAPR が低いシングルキャリア伝送は、より効率的なパワーアンプの設計を可能にするために、バッテリーを温存します。

なぜマルチキャリアが利用されるのか。OFDM は、6 GHz 以下の周波数において帯域幅が不足しているために、OFDMA を使用して周波数領域および時間領域にて、マルチユーザースケジューリングを可能にしました。センチ波およびミリ波周波数を用いることで広帯域の利用が可能となり、非常に短時間のうちに、少数、それが一人の場合であってもそれを割り当てるのが可能となり、そして、それは依然として高い平均でのデータレートを確保しています。それゆえ、与えられた (より小さい) 帯域幅において、効率的に複数のユーザーをスケジューリングする必要性は LTE に比べて緩和されており、特に 30 GHz を超える非常に高い周波数においては、シングルキャリアの方がマルチキャリア伝送方式に比べて有利となっています。

実装の観点から、A/D コンバータのエネルギー消費については、無視してはならないということに注意してください。これは、RF 部品上でのみビームフォーミングを実現させるという考えにつながり、これは、アンテナアレイにおけるすべての位相重みが、すべてのスペクトル成分に対して、同じ位相重みとなることを意味しています。マルチキャリア波形は、周波数分割多重化スケジューリング方式の利点を示すことができません。複数のユーザーを多重化するために TDM 動作を適用することによって、単一キャリア方式で十分であるということになります。

### 7.1.2 ミリ波周波数における位相ノイズ

一般的に、位相ノイズは周波数とともに増加し、周波数およびクロックオフセットは、より高い周波数においてさらに重要となります。これは、OFDM のようなマルチキャリア伝送方式のデメリットであり、これらのオフセットは直交性に影響を与え、同期の維持をより困難なものにしてしまいます。

### 7.1.3 低遅延サポート要件

セクション 2.3.1 で説明しましたように、CP の追加は、シンボル持続時間および CP 長に依存し送信でのオーバーヘッドを発生します。5G 標準の要件の 1 つは、低遅延および遅延に影響を受けるアプリケーションをサポートすることであるため、Transmit Time Interval (TTI) の持続時間を短縮する必要があります。一例としまして、LTE において、TTI は、1ms の持続時間を有する、1 つのサブフレームとして定義されています。サブフレームは、14 個の OFDM シンボルで構成されており、通常のサイクリックプレフィックス長が仮定されています。TTI を短縮するための論理的なステップは、OFDM シンボル持続時間を短縮することであり、実際には、周波数領域における、より広いサブキャリア間隔を意味しています。別のソリューションは、TTI の定義を、例えば、「数個の」OFDM シンボルにまたがらせることです。そのためには、現在定義されてい

る (HARQ<sup>15</sup>) フィードバックプロセスを、LTE に適応させる必要があります。新しい 5G 規格には、新しいフレーム構造 またはより強化された、より柔軟なフィードバック機構が必要とされています。

## 7.2 FDD と TDD

現在、すべての LTE/LTE-Advanced ネットワークの 90%は、FDD ベースとなっています。よって、5G システムの大多数が FDD ベースとなるかどうかの質問はもっともです。より広い帯域幅にアクセスするために、高い周波数に移行するには、フェーズドアレイアンテナを使用して、より高いパスロスを克服するために、指向性の高い「ペンシル」ビームを作成する必要があります。許容可能なシステム性能を達成するためには、これらのアンテナアレイを、ダウンリンクおよびアップリンクの両方向で使用することが検討されています。TDD ベースのシステムは、送信および受信で同じ周波数を使用しているため、無線チャネルが対称であるため、この場合では明らかなメリットがありません。受信機は、例えば、埋込パイロット (リファレンス信号) ベースの入力信号の到来角度 (AoA) または到来方向 (DoA) を、とても簡単に決定することができます。そしてこの情報を使用して、アンテナアレイ内のアンテナ素子に接続された位相シフタを使用しながら、デジタル領域における送信信号の適切なプリコーディングおよびビームの微調整を行います。

## 7.3 必要な干渉キャンセル方法

第 4 章で説明したすべての 5G 波形候補は、パルスシェーピングフィルタまたは独自のフィルタ設計を適用するので、キャリア間干渉 および/または シンボル間干渉をひきおこします。適切な信号品質測計測、すなわちエラーベクトルマグニチュード (EVM) のためには、受信側でこの干渉をキャンセルすることが必要となります。一般的に、LTE/LTE-Advanced/LTE-Advanced-Pro の規格策定にかかわる、3GPP のような標準化団体は、EVM のような信号品質計測を、どのように、そして信号処理チェーンのどの時点で測定するべきかを定義しています。図 7-3 は、LTE 基地局の EVM の計測ポイントを表しています。EVM は、イコライザ後に測定します。これはサブキャリアごとの振幅および位相補正後を意味しています。

<sup>15</sup> HARQ - ハイブリッド自動再送要求

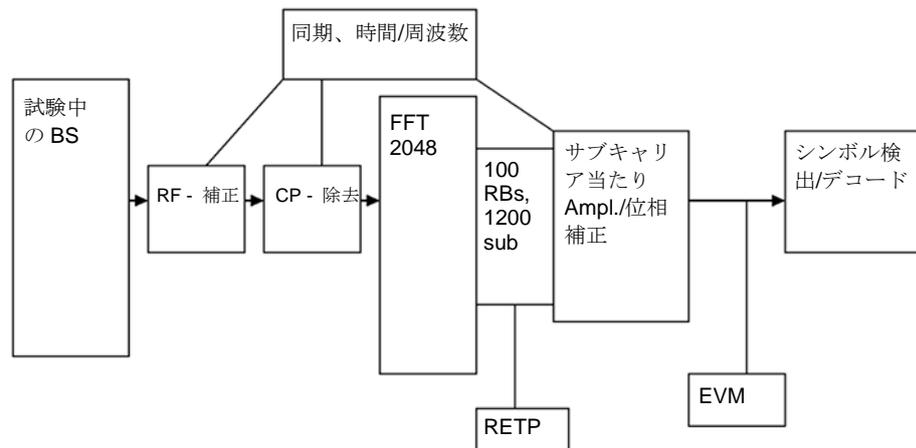


図 7-3 : [22]において定義された、LTE 基地局試験の計測点

5G でも LTE (4G)のように、信号品質、すなわち EVM を計測する方法は定義された信号に基づきます。この定義された方法には、信号処理における、計測ポイントが示されていないならばなりません。5G 波形定義のに基づき、異なるパルスシェーピング技術または独自のフィルタ設計を使用する、適切なキャンセルアルゴリズムを使用した干渉除去が見込まれています。

## 8 まとめおよび結論

このアプリケーションノートでは、**LTE** および **OFDM** をベースとした波形の制限について記載しました。**5G** 波形候補を紹介し、スペクトル・リグロース、ピーク対平均電力比（**PAPR**）、搬送波周波数オフセットおよびノイズの存在に関して **OFDM** と比較しました。

議論された **5G** 波形候補の帯域外放射に関するスペクトル上のメリットは、信号が増幅されたときに多かれ少なかれ消滅してしまうので、**RF** フロントエンド、特にパワーアンプの非線形性および特性が重要となります。

このアプリケーションノートにおける実験は、広い周波数範囲および最大 **20 MHz** の帯域幅をカバーする、最適化されていない汎用パワーアンプを使用して実行されたことに注意してください。

これらの新しい波形タイプが、一般的なシミュレーションで表される（スペクトル）メリットを保持して、それらを現実に使用できるようにするためには、より多くの研究および試験、ハードウェアインザループ実験が必要であると、結論づけることができます。

**Rohde&Schwarz** は、第 **5** 世代無線通信のために検討されている要件に対してもこの **5G** テストソリューションの最適化を続けています。

## 9 文献

- [1] Rohde & Schwarz: Application Note [1MA111](#) "UMTS Long Term Evolution (LTE) Technology Introduction, 2012
- [2] Stefania Sesia, Issam Toufik, Matthew Baker, "LTE - From Theory to Practice", 2009
- [3] 3GPP TS 36.101, User Equipment (UE) radio transmission and reception, V12.9.0, October 2015 (Release 12)
- [4] D. Gabor; Theory of Communications, London: Institution of Electrical Engineering, 1946.
- [5] IMT Vision - "Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond" , June 19, 2015, [https://www.itu.int/dms\\_pubrec/itu-r/rec/m/R-REC-M.2083-0-201509-I!!PDF-E.pdf](https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/m/R-REC-M.2083-0-201509-I!!PDF-E.pdf)
- [6] Viholainen, A.; Bellanger, M.; Huchard, M.; "PHYDAS - PHYSical layer for Dynamic AccesS and cognitive radio", Report D5.1, January 2009
- [7] Bellanger, M.; & others, FBMC physical layer: a primer, June 2010
- [8] F. Schaich, "Filterbank Based Multi Carrier Transmission (FBMC) - evolving OFDM," in IEEE European Wireless Conference, Lucca, Italy, 2010.
- [9] Markku Renfors (EURASIP Member), Pierre Siohan, Behrouz Farhang-Boroujeny, and Faouzi Bader, "Editorial Filter Banks for Next Generation Multicarrier Wireless Communications," EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, vol. 2010, 2010
- [10] Thorsten Wild, Frank Schaich, Yejian Chen, "5G Air Interface Design based on Universal Filtered (UF-)OFDM," in Proceedings of the 19th International Conference on Digital Signal Processing, 20-23 August 2014.
- [11] Schaich, F. ; Alcatel-Lucent, Bell Labs., Stuttgart, Germany ; Wild, T., "Waveform contenders for 5G – OFDM vs. FBMC vs. UFMC," in Communications, Control and Signal Processing (ISCCSP), 2014 6th International Symposium on, 2014.
- [12] Vida Vakilian, Thorsten Wild; Frank Schaich; Stephan ten Brink; Jean-Francois Frigon, "Universal-Filtered Multi-Carrier Technique for Wireless Systems Beyond LTE," in IEEE Global Communications Conference, Atlanta, 2013.
- [13] Ivan S Gaspar, Luciano L Mendes, Nicola Michailow and Gerhard Fettweis, "A synchronization technique for generalized frequency division multiplexing," EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, vol. 2014:67, 2014.
- [14] Gerhard Fettweis, Marco Krondorf and Steffen Bittner, "GFDM - Generalized Frequency Division Multiplexing," in IEEE 69th Vehicular Technology Conference, 2009.VTC Spring 2009., Barcelona, Spain, 2009.
- [15] Gerhard Fettweis, Marco Krondorf and Steffen Bittner, "GFDM - Generalized Frequency Division Multiplexing," in IEEE 69th Vehicular Technology Conference, 2009.VTC Spring 2009., Barcelona, Spain, 2009.

- 
- [16] R&S®SMW-K55/-K69/-K81/-K84/-K85/-K112/-K113 EUTRA/LTE User Manual LTE closed-loop BS test, Logfile Generation, Rel.9/Rel.10/Rel.11/Rel.12, Enhanced Features
  - [17] R&S®SMW200A Vector Signal Generator, User Manual
  - [18] Q. a. J. N. Bai, On the effects of carrier frequency offset on cyclic prefix based OFDM and filter bank based multicarrier systems, Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), 2010 IEEE Eleventh International Workshop on.IEEE, 2010.
  - [19] Schmaehling, M., Lang A., Slim, I., Radio Testing of 5G modulation waveform candidates, EDICON paper, 2015
  - [20] Xi Zhang, Ming Jiay, Lei Chen, Jianglei May, Jing Qiu, "Filtered-OFDM – Enabler for Flexible Waveform in The 5th Generation Cellular Networks," in accepted to IEEE Globecom, San Diego, CA, Dec. 2015.
  - [21] M. J. a. J. M. Javad Abdoli, "Filtered OFDM: A New Waveform for Future Wireless Systems," in Huawei Technologies Canada Co. Ltd., Ottawa, Ontario CANADA.

## 10 オーダー情報

タイプ	指定	オーダー番号
<b>R&amp;S®SMW200A</b>	ベクトル信号発生器	<b>1412.0000.02</b>
R&S®SMW-B140	RF パス A	1414.1633.02
R&S®SMW-B13XT	広帯域ベースバンドメインモジュール	1413.8005.02
R&S®SMW-B22	FM/M 変調器および強化位相ノイズ性能	1413.2207.02
R&S®SMW-B9	ARB 付き広帯域ベースバンド発生器	1413.7350.02
R&S®SMW-K515	2G サンプルまでの ARB メモリ拡張	1413.9360.02
R&S®SMW-K526	2 GHz RF 帯域幅までのベースバンド拡張	1413.9318.02
R&S®SMW-K55	EUTRA/LTE	1413.4180.02
R&S®SMW-K114	5G エアインターフェース候補	1414.1985.02
<b>R&amp;S®FSW43</b>	信号およびスペクトラム・アナライザ	<b>1312.8000K43</b>
R&S®FSW-B21	外部ミキサ用 LO/IF ポート	1313.1100.43
R&S®FSW-B24	プリアンプ、100 kHz から 43 GHz	1313.0832.43
R&S®FSW-B25	電子式アッテネーター	1313.0990.02
R&S®FSW-B512	512 MHz 解析帯域幅	1313.4296.04
R&S®FSW-B2000	2 GHz 解析帯域幅	1325.4750.02
R&S®FS-K70	ベクトル信号解析	1313.1416.02
R&S®FS-K100	EUTRA/LTE FDD BS 計測	1313.1545.02
R&S®FS-K101	EUTRA/LTE FDD UE 計測	1313.1568.02
R&S®FS-K96	OFDM ベクトル信号解析ソフトウェア	1310.0202.06
R&S®FS-K196	5G エアインターフェース候補	1309.9200.06
<b>R&amp;S®RTO2044</b>	デジタルオシロスコープ	<b>1329.7002.44</b>
R&S®RTO-B4	OEXO 10 MHz	1304.8305.02
R&S®RTO-B110	メモリオプション 1 G サンプル	1329.7090.02

## Rohde & Schwarz

Rohde&Schwarz エレクトロニクスグループは、試験および計測、放送およびメディア、安全な通信、サイバーセキュリティ、ラジオモニタリングおよび無線標定の分野において革新的なソリューションを提供しています。80年以上も前に設立されたこの独立系グローバル企業は、広範な販売およびサービスネットワークを有しており、70カ国以上に拠点を構えています。

エレクトロニクスグループは、確立されたビジネス分野における世界のマーケットリーダーです。同社は、ドイツのミュンヘンに本社を置いています。また、シンガポール、コロンビアおよび米国のメリーランド州に地域本社を置いており、これらの地域での事業運営を管理しています。

本社 〒160-0023 東京都新宿区西新宿 7-20-1  
住友不動産西新宿ビル 27階

URL : <http://www.rohde-schwarz.co.jp>

ご購入に関するお問い合わせ  
TEL : ☎ 0120-190-721  
FAX : 03-5925-1290/1285  
E-mail : [Sales.Japan@rohde-Schwarz.com](mailto:Sales.Japan@rohde-Schwarz.com)

技術・仕様に関するお問い合わせ  
TEL : ☎ 0120-190-722  
E-mail : [Technical-Support.Japan@rohde-Schwarz.com](mailto:Technical-Support.Japan@rohde-Schwarz.com)

修理・校正・サービスに関するお問い合わせ  
TEL : ☎ 0120-138-065  
E-mail : [service.rsjp@rohde-Schwarz.com](mailto:service.rsjp@rohde-Schwarz.com)  
電話受付時間 9:00 ~ 18:00  
(土・日・祝・弊社休業日を除く)

### 持続可能な製品設計

- 環境適合性およびエコフットプリント
- エネルギー効率および低排出ガス
- 長寿命および最適化された総所有コスト

認定品質管理  
ISO 9001

認定環境管理  
ISO 14001

このアプリケーションノートおよび付属のプログラムは、Rohde&Schwarz のウェブサイトのダウンロードエリアに記載されている使用条件に従ってのみ使用することができます。

R&S®は Rohde&Schwarz GmbH&Co. KG の登録商標です；  
商号は所有者の商標です。

**Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG**  
Mühlendorfstraße 15 | 81671 Munich, Germany  
Phone + 49 89 4129 - 0 | Fax + 49 89 4129 - 13777  
[www.rohde-schwarz.com](http://www.rohde-schwarz.com)